



Contribution au développement d'antennes intégrables aux vêtements : application aux gilets militaires

Fanamperana Tsitoha Andriamiharivolamena

► To cite this version:

Fanamperana Tsitoha Andriamiharivolamena. Contribution au développement d'antennes intégrables aux vêtements : application aux gilets militaires. Autre. Université Grenoble Alpes, 2015. Français. NNT : 2015GREAT019 . tel-01208149

HAL Id: tel-01208149

<https://theses.hal.science/tel-01208149>

Submitted on 2 Oct 2015

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **Optique et Radiofréquences**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

**Fanamperana Tsitoha
ANDRIAMIHARIVOLAMENA**

Thèse dirigée par **Smaïl TEDJINI**
codirigée par **Pierre LEMAÎTRE-AUGER**

préparée au sein du **Laboratoire LCIS de Grenoble-INP**
dans l'**École Doctorale EEATS**

Contribution au développement d'antennes intégrables aux vêtements. Application aux gilets militaires

Thèse soutenue publiquement le **13 Mars 2015**,
devant le jury composé de :

M., Ala, SHARAIHA

Pr., IETR - Université de Rennes 1, Rapporteur

M., Robert, STARAJ

Pr., LEAT - Université de Nice - Sophia Antipolis, Rapporteur

M., Yvan, DUROC

Pr., Université de Lyon 1, Président

M., Franck, TIRARD

Responsable de projet R&D, SAFRAN Sagem - Massy, Examineur

M., Christophe, MERCIER

Ingénieur R&D, ARDEJE - Valence, Examineur

M., Pierre, LEMAÎTRE-AUGER

MCF, LCIS - INP Grenoble, Membre

M., Smaïl, TEDJINI

Pr., LCIS - INP Grenoble, Membre

M., Pierre-François, LOUVIGNE

DGA IP/ATH/AST, Invité



Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier le Professeur Smaïl Tedjini, directeur de thèse, pour m'avoir proposé ce sujet de thèse. Je le remercie également pour sa confiance ainsi que ses conseils de très grande qualité.

Je tiens à remercier tout particulièrement M. Pierre Lemaître-Auger, Maître de conférences à Grenoble-INP et co-encadrant de thèse, pour son implication et sa disponibilité, pour l'autonomie et la confiance qu'il m'a accordées durant ces trois années de thèse. La pédagogie dont il a fait preuve à mon égard a permis d'améliorer mes capacités à analyser, à comprendre et surtout à communiquer mes résultats de recherche.

Je remercie également le Professeur Yvan Duroc pour m'avoir fait l'honneur de présider ce jury de thèse. Je le remercie également pour ses remarques et commentaires en vue de l'amélioration de la qualité de mon manuscrit de thèse.

Mes remerciements s'adressent également aux Professeurs Ala Sharaiha et Robert Staraj qui ont accepté de juger ce travail et d'en être les rapporteurs.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à M. Pierre-François Louvigné, représentant de la DGA, qui a financé le projet GIANTE à travers le dispositif RAPID.

Je souhaite remercier également M. Pascal Pierron, M. Mickael Barret, M. Christophe Mercier, M. Jérôme Mourao et les techniciennes d'ARDEJE pour la réalisation des échantillons d'antennes imprimées.

Je suis très reconnaissant envers M. Franck Tirard de SAFRAN Sagem qui a amorcé le projet GIANTE. Sans lui, ce sujet de thèse n'aurait jamais vu le jour. Je le remercie également pour son implication lors des essais sur terrain ainsi que son humour qui a rendu ces compagnes de mesures très agréables.

Je tiens à remercier également M. Brice Penta de SAFRAN Sagem pour son intervention à la mise en place des essais sur terrain. Je le remercie aussi pour m'avoir fourni les informations nécessaires concernant le système FELIN.

Je remercie M. Michel Billiere de SAFRAN Sagem pour sa contribution à la définition des exigences de l'antenne par rapport à l'exposition du corps aux ondes électromagnétiques.

Remerciements

J'adresse également mes remerciements à l'équipe de SAFRAN Sagem composé par M. David Poret, M. Guillaume Letellier, Mme. Livia Miranda Barbosa et M. Thierry Claye qui ont participé activement aux essais sur terrain.

Toute ma gratitude va également à M. Romain Siragusa, Maître de conférences à Grenoble-INP, pour l'aide qu'il m'a apportée sur la compréhension des HIS.

J'exprime à M. Mathieu Cosker, stagiaire PFE au LCIS en 2013, ma reconnaissance pour avoir activement contribué à l'étude du diviseur de puissance uni-planaire à 3 voies et aux essais sur terrain.

Un grand merci à M. Cédric Carlotti, Informaticien du LCIS, pour la mise en place des serveurs de calcul très performants qui m'ont été indispensables pour les simulations électromagnétiques 3D. Je le remercie également pour son efficacité à résoudre les éventuels problèmes informatiques.

Que tous les amateurs de foot de LCIS, en particulier Etienne (le buteur hors-pair), Romain (l'incomparable athlète), Vincent (le gardien irréprochable), Christophe (le Zizou), Duy (le capitaine), Mossaab (le défenseur en béton armé), Gianfranco (le guetteur), David (le renard des surfaces), Antoine (le Lucky Luc), Marco (the killer), Raúl (the bumper), Taoufik (l'attaquant redoutable), Amine (le fameux dribbleur), soient remerciés pour les agréables parties de foot passées ensemble.

Je voudrais remercier aussi les doctorants, les stagiaires ainsi que les anciens membres de l'équipe ORSYS qui ont su m'entourer et m'encourager généreusement. Je pense notamment à Olivier, Divya, Arnaud, Raji, Jad et Antoine.

Merci aux collègues permanents du LCIS et aux personnels d'ESISAR en particulier Christophe Deleuze, David Hely, Carole Seyvet, Jennyfer Duberville et Florence Galli pour leur bonne humeur, leur disponibilité et leur bienveillance.

Merci également à mes amis : Mampionona, Rina, Gastelle, Martial, Sitraka, Benjamin, Iavosoa, Mamy tiana, Toandro, Sergio, William, Marianne, Jacky, Thomas, Jonathan, Claudel, Jordan, Christophe et Diemer qui m'ont toujours soutenu et encouragé.

Enfin, je voudrais exprimer toute ma gratitude à ma famille et à mes proches pour m'avoir soutenu et accompagné durant cette thèse comme ils l'ont fait à chaque étape de ma vie.

Table des matières

Remerciements	3
Introduction	19
Chapitre 1 : Etat de l'art.	23
1.1 Introduction	23
1.2 BWCS in-Body	23
1.3 BWCS on-Body	26
1.3.1 Caractérisation du canal de propagation	27
1.3.2 Quelques exemples d'antennes utilisées pour le BWCS on-body	30
1.4 BWCS off-Body	31
1.5 Conclusion	33
Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique	39
2.1 Introduction	39
2.2 Monopole imprimé sur un substrat souple	39
2.2.1 Conception d'un monopole uni-planaire.....	39
2.2.2 Etude de la variation de l'épaisseur et de la conductivité du matériau conducteur	42
2.2.3 Etude de la sensibilité du monopole	44
2.2.4 Etude sur la déformation du monopole	46
2.2.4.1 Monopole courbé	47
2.2.4.2 Monopole froissé	48
2.2.4.3 Monopole froissé et courbé.....	50
2.3 Impression jet d'encre sur un substrat souple	51
2.3.1 Principe de la technologie jet d'encre	51
2.3.2 Monopoles réalisés par impression jet d'encre	53
2.3.2.1 Caractérisation de l'épaisseur et la conductivité d'une piste conductrice	53
2.3.2.2 Monopole imprimé sur du PI	55
2.3.2.3 Monopole imprimé sur du PET.....	57
2.3.2.4 Monopole imprimé sur du Tissu PU	58
2.3.3 Lignes de transmission réalisées par impression jet d'encre.....	59
2.3.3.1 Caractérisation des lignes de transmission sans la couche de vernis	60
2.3.3.2 Impact de la couche de vernis sur les performances des lignes de transmission.....	61
2.3.3.3 Impression multicouche de ligne de transmission CPW	62
2.4 Impression par sérigraphie sur tissu et papier	63
2.4.1 Principe de la technologie sérigraphie	63
2.4.2 Réalisation de circuits RF sur tissu et papier	64
2.4.3 Caractérisation DC d'une piste conductrice.....	65
2.4.3.1 Pistes conductrices déposées sur les tissus A_1 et A_2	66
2.4.3.2 Pistes conductrices déposées sur les tissus B_1 et B_2	67

Table des matières

2.4.3.3 Pistes conductrices déposées sur les papiers SP_3 et SP_4	68
2.4.4 Caractérisation des lignes de transmission.....	68
2.4.4.1 Lignes de transmission déposées sur les tissus A_1 et A_2	69
2.4.4.2 Lignes de transmission déposées sur les tissus B_1 et B_2	70
2.4.4.3 Lignes de transmission déposées sur les papiers SP_3 et SP_4	71
2.4.5 Caractérisation des monopoles.....	72
2.4.5.1 Coefficient de réflexion.....	72
2.4.5.2 Gain et diagramme de rayonnement.....	73
2.5 Conclusion.....	74
Chapitre 3 : Surface à haute impédance.....	79
3.1 Introduction.....	79
3.2 Performances d'un dipôle placé près du corps.....	79
3.2.1 Fréquence de résonance.....	80
3.2.2 Efficacité de rayonnement.....	81
3.2.3 Diagramme de rayonnement.....	81
3.2.4 Débit d'Absorption Spécifique (DAS).....	82
3.3 Etat de l'art sur les surfaces à haute impédance.....	83
3.3.1 Principe.....	83
3.3.1.1 Conducteur électrique parfait.....	83
3.3.1.2 Surface à haute impédance.....	84
3.3.2 Les HIS les plus utilisés.....	86
3.3.2.1 Mushroom avec ou sans via.....	86
3.3.2.1.a) Modèle statique de Sievenpiper.....	86
3.3.2.1.b) Modèle de Mosallaei.....	88
3.3.2.1.c) Modèle dynamique de Tretyakov.....	89
3.3.2.1.d) Comportement EBG de la structure mushroom sans via.....	89
3.3.2.1.e) Stabilité angulaire de la structure mushroom sans via.....	90
3.3.2.2 Autres structures.....	91
3.3.3 Dimensionnement d'une antenne placée près d'un HIS.....	92
3.3.3.1 Approche théorique.....	92
3.3.3.1.a) Théorie exacte des images.....	92
3.3.3.1.b) Théorie des images.....	93
3.3.3.2 Approche empirique.....	95
3.4 Conception et réalisation d'un HIS.....	96
3.4.1 HIS de type <i>mushroom</i> sans via.....	96
3.4.2 Monopole placé directement sur le HIS.....	100
3.4.2.1 Conception du monopole planaire seul.....	100
3.4.2.2 Conception du monopole planaire placé directement sur le HIS.....	100
3.4.3 Résultats de mesure et simulation en espace libre.....	103
3.4.4 Monopole placé sur un AMC en présence du corps.....	104

Table des matières

3.5 Conclusion	106
Chapitre 4 : Solution GIANTE	111
4.1 Introduction	111
4.2 Etude théorique	111
4.2.1 Principe de l'interférence.....	112
4.2.1.1 Conditions d'interférence	112
4.2.1.2 Superposition de deux ondes sphériques	114
4.2.2 Etudes préliminaires de configuration d'antennes en vue de la protection du corps	116
4.2.2.1 Champ électrique émis par un dipôle demi-onde.....	117
4.2.2.2 Première configuration	119
4.2.2.3 Deuxième configuration	121
4.2.2.4 Superposition de trois ondes de même polarisation	122
4.2.2.5 Trois dipôles formant un triangle autour de l'épaule	123
4.2.3 Optimisation de la configuration avec trois dipôles.....	126
4.2.3.1 Etude en espace libre	126
4.2.3.2 Prise en compte du corps humain	127
4.2.4 Techniques d'alimentation des deux groupes antennes	129
4.2.4.1 Deux groupes d'antennes alimentés simultanément	129
4.2.4.2 Deux groupes d'antennes alimentés séquentiellement.....	132
4.3 Conception et réalisation de l'antenne GIANTE 1	133
4.3.1 Configuration avec les antennes conformées au gilet militaire 1	133
4.3.2 Circuit d'alimentation	134
4.3.2.1 Etat de l'art sur les diviseurs de puissance à 3 voies.....	135
4.3.2.2 Diviseur de puissance à 3 voies en structure micro-ruban	136
4.3.2.3 Diviseur de puissance avec un déphaseur en structure micro-ruban.....	140
4.3.3 Groupe d'antennes en structure micro-ruban	142
4.3.3.1 Conception de l'antenne GIANTE 1	142
4.3.3.2 Résultats de simulation et de mesure	144
4.4 Conclusion	147
Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2	151
5.1 Introduction	151
5.2 Adaptation de la solution GIANTE à l'épaulière du gilet militaire 2	151
5.3 Diviseurs de puissance uni-planaires	153
5.3.1 Diviseur de puissance en structure CPW	153
5.3.1.1 Les différents modes de propagation dans une ligne CPW.....	153
5.3.1.2 Conception et caractérisation du diviseur de puissance – Version 50 Ω	155
5.3.1.3 Diviseur de puissance – version mixte 50 Ω -120 Ω	159
5.3.2 Diviseur de puissance en structure CPS.....	162
5.4 Balun uni-planaire	164
5.4.1 Etude théorique d'un balun double Y	165

Table des matières

5.4.2 Simulation électrique d'un balun double Y	168
5.4.3 Simulation électromagnétique 3D.....	170
5.5 Circuit d'alimentation	172
5.6 Groupe antennes uni-planaires	175
5.6.1 Conception de l'antenne GIANTE 2.....	175
5.6.2 Résultats de mesure et de simulation	176
5.6.3 Comparaison des diagrammes de rayonnement des deux gilets	177
5.7 Connecteur RF adapté à un substrat souple	178
5.8 Conclusion	180
Chapitre 6 : Tests fonctionnels.....	183
6.1 Introduction	183
6.2 Essais de communication préliminaires.....	183
6.2.1 Essai de communication à Massy	184
6.2.1.1 Prototypage préliminaire du concept GIANTE	184
6.2.1.2 Premier essai	186
6.2.2 Deuxième essai - Communication sur terrain dégagé à Conflans.....	187
6.2.2.1 Présentation du démonstrateur	187
6.2.2.2 Présentation du protocole.....	188
6.2.2.3 Les résultats obtenus	189
6.3 Essais sur terrain dégagé avec l'antenne GIANTE 1	191
6.3.1 Circuit d'alimentation	191
6.3.2 Résultats obtenus	192
6.3.2.1 Présentation du protocole.....	192
6.3.2.2 Position debout-debout	193
6.3.2.3 En position couché-couché	195
6.4 Essais sur terrain accidenté avec l'antenne GIANTE 2	196
6.4.1 Essais de communication en zone urbaine.....	197
6.4.2 Essais de communication en terrain dégagé	198
6.4.2.1 Position debout-debout	198
6.4.2.2 Position couché-couché	200
6.4.3 Essais de communication en forêt.....	200
6.5 Conclusion	202
Conclusion générale et perspectives	203
Annexe	207
Table des acronymes.....	207
Liste des publications	209

Liste des tableaux

Tab. Intro. 1 : Valeurs limites du DAS	21
Tab. 1.1 : Composition du gel simulant la peau pour les bandes MICS et ISM rapportée dans [2].....	26
Tab. 1.2 : Valeurs moyennes du gain du canal obtenu dans [19]	28
Tab. 2.1 : Caractéristiques des substrats utilisés dans l'étude	40
Tab. 2.2 : Dimensions du monopole déposé sur du RO4003	41
Tab. 2.3: Dimensions du monopole déposé sur du PET d'épaisseur 125 μm	43
Tab. 2.4 : Dimensions du monopole déposé sur du tissu en Nomex	44
Tab. 2.5 : Dimensions du monopole déposé sur du PET d'épaisseur 500 μm	46
Tab. 2.6 : Performances du monopole déposé sur du PET d'épaisseur 500 μm et courbé dans les plans E et H.....	48
Tab. 2.7 : Performances du monopole déposé sur du PET d'épaisseur 500 μm et froissé	49
Tab. 2.8 : Dimensions du monopole déposé sur du PI.	55
Tab. 2.9 : Dimensions de la ligne déposé sur du PI.	59
Tab. 2.10 : Evaluation des échantillons faite par le CTP	65
Tab. 2.11 : Dimensions des motifs réalisés par sérigraphie	66
Tab. 3.1 : Evolution des caractéristiques de la cellule en fonction des paramètres physiques.	88
Tab. 3.2 : Tableau de synthèse des structures HIS trouvées dans la littérature.	91
Tab. 3.3 : Dimensions du monopole et du HIS	97
Tab. 3.4 : Performances des trois meilleurs monopoles placés directement sur le HIS dans les trois bandes de fréquences montrées sur la Fig. 3.22.....	103
Tab. 4.1 : Tableau de synthèse des diviseurs de puissance en structure micro-ruban trouvées dans la littérature.....	136
Tab. 4.2 : Dimensions du GIANTE 1 droit	140
Tab. 5.1 : Dimensions du diviseur de puissance sur du FR4 d'épaisseur 0.8 mm.....	155
Tab. 5.2 : Dimensions du GIANTE 2 droit	161
Tab. 5.3 : Dimensions du diviseur de puissance Wilkinson 1 en topologie CPS déposé sur du Kapton.....	163
Tab. 6.1 : Valeurs des différentes longueurs illustrées sur la Fig. 6.2	186
Tab. 6.2 : Résultats obtenus en position debout-debout	191
Tab. 6.3 : Résultats obtenus en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 0° (le dos de l'utilisateur 2 est tourné vers l'utilisateur 1)	193
Tab. 6.4 : Résultats obtenus en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 1 est 90° (l'épaule droite de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1).....	194
Tab. 6.5 : Résultats obtenus en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 180° (la face de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1).....	194

Liste des tableaux

Tab. 6.6 : Résultats obtenus en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 270° (l'épaule gauche de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1).....	195
Tab. 6.7 : Résultats obtenus en zone urbaine en position debout-debout.....	198
Tab. 6.8 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 180° (la face de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1)	199
Tab. 6.9 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en utilisant deux stations identiques à celle illustrée sur la Fig. 6.7 (a).....	199
Tab. 6.10 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position couché-couché. L'orientation de l'utilisateur 2 est 180° (la face de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1)	200
Tab. 6.11 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 0° (le dos de l'utilisateur 2 est tourné vers l'utilisateur 1)	201
Tab. 6.12 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 90° (l'épaule droite de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1).....	201
Tab. 6.13 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 180° (la face de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1)	201
Tab. 6.14 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 270° (l'épaule gauche de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1).....	201

Table des figures

Fig. Intro. 1 : Diagramme de rayonnement souhaité en position debout dans les plans a) H et b) E et en position couché dans les plans c) H et d) E.	20
Fig. Intro. 2 : Illustration de la portée minimale requise.	21
Fig. 1.1 : Structures des antennes étudiée dans : (a) [7], (b) [8], (c) [9], (d) [14] et (e) [17].	24
Fig. 1.2 : Structure du dipôle spiral chargé par une boucle inductive proposé dans [2].	25
Fig. 1.3 : (a) Structure de l'antenne implantée proposé dans [18]. (b) Antenne répétitrice placée à 15 mm de l'antenne implantée [18].	26
Fig. 1.4 : (a) Positions des antennes sur le corps [19]. (b) Diagramme de rayonnement mesuré à 2,45 GHz du monopole utilisé [19].	27
Fig. 1.5 : (a) Modèle du milieu de propagation de l'onde près de la surface du corps [20]. (b) Onde de surface Norton en polarisation TM excitée par un dipôle de longueur $\lambda/5$ [20].	29
Fig. 1.6 : (a) Modèle analytique d'un dipôle infinitésimal placé sur le corps [23]. (b) Propagation sur une surface plane [23]. (c) Propagation sur une surface elliptique [23].	30
Fig. 1.7 : (a) Structure de l'antenne en forme de bouton [26]. (b) Position de l'antenne par rapport au corps [26].	30
Fig. 1.8 : Antenne textile Yagi-Uda [30]. (a) Structure de l'antenne. (b) Antenne réalisée.	31
Fig. 1.9 : Antenne patch circulaire entourée d'un anneau court-circuité [38]. (a) Vu de haut. (b) Vue en coupe.	32
Fig. 1.10 : Antenne monopole placés sur une surface haute impédance [48]. (a) Structure de l'antenne. (b) Antenne placée sur le corps.	32
Fig. 2.1 : Structure du monopole.	40
Fig. 2.2 : Coefficient de réflexion du monopole déposé sur du RO4003. La bande transparente représente la bande-passante voulue.	41
Fig. 2.3 : Diagramme de rayonnement du monopole déposé sur du RO4003. (a) Plan H. (b) Plan E.	42
Fig. 2.4 : Evolution de la fréquence de résonance du monopole déposé sur du PET en fonction de l'épaisseur et la conductivité du matériau conducteur.	43
Fig. 2.5 : Evolution de l'efficacité du monopole déposé sur du PET en fonction de l'épaisseur et la conductivité du matériau conducteur.	44
Fig. 2.6 : Evolution de la fréquence de résonance et de l'adaptation du monopole déposé sur du tissu en Nomex en fonction de g.	45
Fig. 2.7 : Evolution de la bande passante du monopole déposé sur du tissu en Nomex en fonction de g.	45
Fig. 2.8 : Evolution de l'efficacité de rayonnement du monopole déposé sur du tissu en nomex en fonction de g.	46
Fig. 2.9 : Structure du monopole courbé. (a) Plan H. (b) Plan E.	47
Fig. 2.10 : Structure du monopole froissé.	49

Table des figures

Fig. 2.11 : Variation de la fréquence de résonance et de l'adaptation du monopole déposé sur du tissu en PET d'épaisseur 500 μm en fonction de la période de déformation du substrat.	50
Fig. 2.12 : Structure du monopole froissé et courbé dans le Plan H.	51
Fig. 2.13 : Coefficient de réflexion pour trois déformations différentes.	51
Fig. 2.14 : Schéma de principe de l'impression jet d'encre. (a) Ouverture du PZT. (b) Contraction du PZT conduisant à l'éjection de l'encre. La figure a été tirée d'un document spécifique de ARDEJE.	52
Fig. 2.15 : Exemple de forme d'onde.	52
Fig. 2.16 : Profil de mesure d'épaisseur obtenu avec un profilomètre.	53
Fig. 2.17 : Profil de mesure d'épaisseur obtenu avec un profilomètre après un redressement linéaire.	54
Fig. 2.18 : Evolution de la résistivité du dépôt d'encre d'argent par impression jet d'encre. La figure a été tirée d'un document spécifique de ARDEJE.	55
Fig. 2.19 : Coefficient de réflexion du monopole déposé sur du PI.	56
Fig. 2.20 : Diagramme de rayonnement du monopole déposé sur du PI. (a) Plan H. (b) Plan E.	56
Fig. 2.21 : Coefficient de réflexion du monopole déposé sur du PET d'épaisseur 125 μm	57
Fig. 2.22 : Diagramme de rayonnement du monopole déposé sur du PET d'épaisseur 125 μm . (a) Plan H. (b) Plan E.	57
Fig. 2.23 : Coefficient de réflexion du monopole déposé sur du PU.	58
Fig. 2.24 : Diagramme de rayonnement dans le Plan H du monopole déposé sur du PU.	59
Fig. 2.25 : Structure de la ligne de transmission en structure CPW.	59
Fig. 2.26 : Coefficients de : (a) transmission et (b) réflexion.	61
Fig. 2.27 : Coefficients de : (a) transmission et (b) réflexion.	61
Fig. 2.28 : Coefficients de : (a) transmission et (b) réflexion.	62
Fig. 2.29 : Schéma de principe de la sérigraphie. (a) Avant passage de la racle. (b) Après passage de la racle. Cette figure a été tirée de : http://www.thieme.eu/fr/la-serigraphie	63
Fig. 2.30 : Structures des motifs. (a) Ligne de transmission CPW ligne 1. (b) Ligne de transmission CPW ligne 2. (c) Monopole.	66
Fig. 2.31 : Evolutions de la résistance en fonction de la distance entre les deux sondes du multimètre numérique pour les échantillons réalisés sur les tissus A ₁ et A ₂	67
Fig. 2.32 : Evolutions de la résistance en fonction de la distance entre les deux sondes du multimètre numérique pour les échantillons réalisés sur les tissus B ₁ et B ₂	67
Fig. 2.33 : Evolutions de la résistance en fonction de la distance entre les deux sondes du multimètre numérique pour les échantillons réalisés sur les papiers SP ₃ et SP ₄	68
Fig. 2.34 : Structure du connecteur « End Launch »	69
Fig. 2.35 : Résultats de simulation et de mesure de la ligne réalisés sur le tissu A ₂ . (a) Coefficient de transmission. (b) coefficient de réflexion.	70

Table des figures

Fig. 2.36 : Photo de l'échantillon B ₁ X ₅ lorsque le connecteur a été retiré.	70
Fig. 2.37 : Photo de l'échantillon B ₁ X ₂ après deux jours de séchage de colle conductrice.	70
Fig. 2.38 : Photo de l'échantillon B ₂ X ₂ lorsque le connecteur a été retiré.	71
Fig. 2.39 : Résultats de simulation et de mesure de la ligne réalisés sur le tissu B ₂ . (a) Coefficient de transmission. (b) coefficient de réflexion.....	71
Fig. 2.40 : Résultats de simulation et de mesure de la ligne réalisés sur les papiers SP ₃ et SP ₄ . (a) Coefficient de transmission. (b) coefficient de réflexion.	72
Fig. 2.41 : Coefficient de réflexion. (a) Résultat de mesure de l'antenne A ₂ X ₅ comparé au résultat de simulation. (b) Résultat de mesure de l'antenne A ₂ X ₅ comparé au résultat de l'antenne SP ₃ X ₂	73
Fig. 2.42 : Résultat de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne A ₂ X ₅ comparé au résultat de simulation. (a) Plan H. (b) Plan E.	73
Fig. 2.43 : Résultat de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne A ₂ X ₅ comparé à celui de l'antenne SP ₃ X ₂ . (a) Plan H. (b) Plan E.	74
Fig. 3.1 : Schéma d'un dipôle placé près du corps.	79
Fig. 3.2 : (a) Coefficient de réflexion du dipôle placé près du corps avec trois valeurs de d différentes : d = 5 mm, d = 20 mm, d = infini. (b) Evolution de la fréquence de résonance en fonction de la distance d entre le dipôle et le corps	80
Fig. 3.3 : Evolution de l'efficacité de rayonnement, η_r , calculé à la fréquence f_0 en fonction de la distance d entre le dipôle et le corps	81
Fig. 3.4 : Diagramme de rayonnement du dipôle placé près du corps (du côté 270°) et calculé à la fréquence f_0 avec trois valeurs de d différentes : d = 5 mm, d = 20 mm, d = infini. a) Plan H. b) Plan E.....	82
Fig. 3.5 : Evolution du DAS calculé à la fréquence f_0 en fonction de la distance d entre le dipôle et le corps avec une puissance injectée de 1 W.....	82
Fig. 3.6 : Antenne sur un plan réflecteur de type PEC placée à une distance (a) inférieur à $\lambda/4$ et à une distance égale à $\lambda/4$	84
Fig. 3.7 : (a) impédance de surface et (b) phase du coefficient de réflexion d'un HIS de type mushroom. Tiré de [4].	85
Fig. 3.8 : Structure du HIS de type mushroom (a) avec via et (b) sans via. Tiré de [5].	86
Fig. 3.9 : Modèle circuit équivalent de la cellule mushroom avec via.	86
Fig. 3.10 : Schéma électrique équivalent de la cellule sous incidence normale.	88
Fig. 3.11 : Variation des bandes passante EBG et AMC d'un mushroom sans via en fonction de la période. Tiré de [8].	90
Fig. 3.12 : Phase du coefficient de réflexion d'une structure mushroom sans via avec (a) $W/D = 0,97$, $\epsilon_r = 1$ et (b) $W/D = 0,5$, $\epsilon_r = 6,15$. Tiré de [5].	90
Fig. 3.13 : Schéma de l'antenne dipôle face à un plan impédant suivant la théorie exacte des images. Tiré de [19].	93

Table des figures

Fig. 3.14 : Schéma équivalent en T du système dipôle/HIS suivant la théorie des images. Le port 2 correspond à l'antenne image générée par le réflecteur.	94
Fig. 3.15 : Taux d'onde stationnaire du dipôle face à un HIS pour plusieurs profils de phase. Les deux résonances sont bien visibles. Tiré de [22].	95
Fig. 3.16 : Structure du HIS. (a) HIS formée par 5x5 cellules. (b) Méthode utilisée en simulation pour déterminer la réflexion du HIS supposé de dimension infinie sous incidence normale.	97
Fig. 3.17 : Coefficient de réflexion du HIS obtenu avec le substrat RO4350.	98
Fig. 3.18 : Coefficient de réflexion du HIS obtenu avec le substrat FR4.	99
Fig. 3.19 : Coefficient de réflexion simulé du mushroom sans via obtenu avec une onde plane d'incidence oblique. θ varie de 0° à 50° . (a) Polarisation TE. (b) Polarisation TM.	99
Fig. 3.20 : (a) Monopole seul, $L = L_0$. (b) Monopole placé sur le HIS, $L = L_2$	100
Fig. 3.21 : Comparaison entre le coefficient de réflexion du monopole seul et celui du monopole placé sur la HIS. $L_0 = 28,25$ mm et $L_2 = 22,25$ mm.	101
Fig. 3.22 : Evolution du coefficient de réflexion du monopole placé directement sur le HIS pour plusieurs valeurs de L.	102
Fig. 3.23 : Les meilleurs coefficients de réflexion du monopole placé sur le HIS dans les trois bandes de fréquence.	102
Fig. 3.24 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré en espace libre.	103
Fig. 3.25 : Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à 1,92 GHz. (a) Plan H. (b) Plan E.	104
Fig. 3.26 : (a) Monopole sur le HIS placé directement sur le bras. (b) Coefficients de réflexion mesuré.	105
Fig. 3.27 : Diagramme de rayonnement dans le plan E et DAS. (a) Comparaison entre Simulation et mesure en présence du corps. (b) Comparaison des résultats obtenus en espace libre et en présence du corps. (c) DAS obtenu par simulation.	106
Fig. 4.1 : Représentation des deux sources dans l'espace.	114
Fig. 4.2 : Intensité de l'onde calculée dans le plan xOy . Les deux sources émettent en phase. Les amplitudes des ondes sont identiques. La distance qui sépare les deux sources est égale à 4λ	115
Fig. 4.3 : (a) Représentation des hyperboloïdes en 3D. (b) Représentation en 2D dans le plan xOy	116
Fig. 4.4 : Représentation d'un dipôle dans l'espace.	118
Fig. 4.5 : Représentation de la première configuration étudiée pour protéger le corps.	119
Fig. 4.6 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenu avec un groupe d'antennes.	120
Fig. 4.7 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenu avec deux groupes d'antennes.	120
Fig. 4.8 : Représentation de la deuxième configuration étudiée pour protéger le corps.	121
Fig. 4.9 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenu avec un groupe d'antennes.	121

Table des figures

Fig. 4.10 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenu avec deux groupes d'antennes.	122
Fig. 4.11 : Représentation de la solution utilisée pour protéger le corps.....	124
Fig. 4.12 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenues avec trois dipôles. (a) Solution 1. (b) Solution 2.	125
Fig. 4.13 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenues avec $\varphi_{01} = 210^\circ$. (a) Solution 1. (b) Solution 2.	127
Fig. 4.14 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenues avec le groupe d'antennes gauche sous CST Microwave Studio. La puissance totale injectée est égale à 1 W. (a) Solution 1. (b) Solution 2.	128
Fig. 4.15 : Diagramme de rayonnement dans le plan H du groupe d'antennes formé par trois dipôles en forme triangulaire en présence du corps. Le groupe d'antennes est placé sur l'épaule gauche. (a) Solution 1. (b) Solution 2.	129
Fig. 4.16 : Schéma de principe de l'alimentation en parallèle des deux groupes d'antennes, différence de phase fixe.	130
Fig. 4.17 : Diagramme de rayonnement dans le plan H des deux groupes d'antennes alimentés simultanément obtenu avec la solution 2.	130
Fig. 4.18 : Diagramme de rayonnement dans le plan H des deux groupes d'antennes alimentés simultanément obtenu avec la solution 2. (a) Celui obtenu avec trois valeurs de phase entre les deux groupes d'antennes : 0° , 120° et 240° . (b) Celui obtenu avec une variation en temps réel rapide de la phase.	131
Fig. 4.19 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenu avec la solution 2 sous CST Microwave Studio. Les deux groupes d'antennes sont alimentés simultanément. La puissance totale injectée est égale à 1 W.	131
Fig. 4.20 : Schéma de principe de l'alimentation commutée entre les deux groupes d'antennes.	132
Fig. 4.21 : Diagramme de rayonnement dans le Plan H des deux groupes d'antennes alimentés séquentiellement obtenu avec la solution 2. (a) Celui obtenu avec le groupe d'antennes gauche uniquement et droite uniquement. (b) Celui obtenu avec le groupe d'antennes gauche ou le groupe d'antennes droite.	133
Fig. 4.22 : Photo du gilet militaire ₁ . (a) Vue de face. (b) Vue de profil.	134
Fig. 4.23 : DAS localisé sur 10g de tissu obtenu par simulation avec une puissance totale injectée de 1W. (a) Vue en perspective. (b) Vu de dos.	134
Fig. 4.24 : Circuit d'alimentation d'un groupe antenne.....	135
Fig. 4.25 : Deux structures possibles du diviseur de puissance de Wilkinson. (a) Wilkinson 1. (b) Wilkinson 2.	137
Fig. 4.26 : Photos des diviseurs de puissance réalisée sur FR4. a) Wilkinson 1. (b) Wilkinson 2.	137

Table des figures

Fig. 4.27 : Résultats de mesure et de simulation obtenus avec Wilkinson 1. (a) Coefficient de réflexion. (b) Coefficient de transmission. (c) Pertes d'insertion. (d) Equilibre en amplitude en sortie.	138
Fig. 4.28 : Résultats de mesure et de simulation obtenus avec Wilkinson 2. (a) Coefficient de réflexion. (b) Coefficient de transmission. (c) Pertes d'insertion. (d) Equilibre en amplitude en sortie.	139
Fig. 4.29 : Photo du GIANTE 1 droit à plat sans l'épaulière. (a) Face avant. (b) Face arrière.	140
Fig. 4.30 : Résultats de simulation obtenus avec Wilkinson 2. (a) Coefficient de réflexion et de transmission. (b) Pertes d'insertion.	141
Fig. 4.31 : Equilibre en sortie obtenu en simulation avec Wilkinson 2. (a) Amplitude. (b) Phase.	141
Fig. 4.32 : Structure du dipôle avec un balun Marchand intégré. (a) Face inférieure.	142
Fig. 4.33 : Structure détaillée du GIANTE 1 droit. (a) Face avant. (b) Face arrière.	144
Fig. 4.34 : Coefficient de réflexion du GIANTE 1 droit à plat et sans l'épaulière en espace libre.	145
Fig. 4.35 : Coefficient de réflexion du GIANTE 1 droit inséré dans l'épaulière en présence du corps obtenu par mesure.	145
Fig. 4.36 : Diagramme de rayonnement de GIANTE 1 droit placé sur l'épaule droite dans le plan H. La simulation est obtenue avec des dipôles cylindriques alimentés par des ports discrets.	146
Fig. 4.37 : (a) Gilet militaire 1 intégrant l'antenne GIANTE 1 porté par un utilisateur. (b) Diagramme de rayonnement de l'antenne GIANTE 1 placées sur les deux épaules obtenu avec une alimentation séquentielle des deux groupes d'antennes.	146
Fig. 5.1 : Photo du gilet militaire 2. (a) Vue de face. (b) Vue de profil.	152
Fig. 5.2 : DAS localisé sur 10g de tissu obtenu par simulation avec une puissance totale injectée de 1W. (a) Vue en perspective. (b) Vu de dos.	152
Fig. 5.3 : Diagramme de rayonnement du GIANTE 2 droit placée sur l'épaule droite dans le plan H. La simulation est obtenue avec des dipôles cylindriques alimentés par des ports discrets. (a) Co-polarisation. (b) Polarisation croisée.	152
Fig. 5.4 : Modes de propagation dans une ligne CPW. (a) Mode impair. (b) Mode pair.	153
Fig. 5.5 : Ligne CPW courbée [6]. (a) Sans les ponts. (b) Avec les ponts et sans compensation. (c) Compensation par un angle biseauté. (d) Compensation par un rétrécissement de la ligne. (e) diminution de la vitesse de propagation par l'utilisation d'une couche de diélectrique. (d) Diminution de la vitesse de propagation par la modification de la géométrie de la fente.	155
Fig. 5.6 : (a) Structure du diviseur de puissance d'impédance caractéristique de sortie 50 Ω . (b) Vue en coupe. (c) Photo du diviseur de puissance réalisé.	156
Fig. 5.7 : (a) Coefficient de réflexion. (b) Coefficient de transmission.	156
Fig. 5.8 : (a) Pertes d'insertion. (b) Equilibre en amplitude en sortie obtenu par mesure.	157
Fig. 5.9 : Vue en coupe du champ électrique guidé par la ligne connectée au port 2. (a) $f = 2,21$ GHz. (b) $f = 3,55$ GHz.	158
Fig. 5.10 : Densité de surface de courant. (a) $f = 2,21$ GHz. (b) $f = 3,55$ GHz.	158

Table des figures

Fig. 5.11 : (a) Structure du diviseur de puissance à 9 ports. (b) Coefficients de réflexion et de transmission du diviseur de puissance à 9 ports obtenus par simulation.	159
Fig. 5.12 : Performances du diviseur de puissance à 9 ports obtenues par simulation. (a) Pertes d'insertion. (b) Equilibre en amplitude en sortie.	159
Fig. 5.13 : Structure du diviseur de puissance d'impédance caractéristique de sortie 120 Ω . (a) Vue de haut. (b) Vue en coupe. (c) Circuit électrique équivalent.	160
Fig. 5.14 : Performances obtenues par simulation du diviseur de puissance en topologie CPW ayant des impédances caractéristique d'entrée et de sortie : 50 Ω et 120 Ω respectivement. (a) Coefficients de réflexion et de transmission. (b) Pertes d'insertion. (c) Equilibre en amplitude en sortie.	162
Fig. 5.15 : Structure du diviseur de puissance Wilkinson 1 en topologie CPS. (a) Vue de haut. (b) Vue en coupe.	163
Fig. 5.16 : Performances obtenues par simulation du diviseur de puissance en topologie CPS. (a) Coefficients de réflexion. (b) Coefficient de transmission. (c) Pertes d'insertion. (d) Equilibre en amplitude en sortie.	164
Fig. 5.17 : Structure des différents types de balun. (a) Transition CPW-ligne à fente. (b) Transition CPW-CPS. (c) Balun marchand. (d) Balun à base de diviseur de puissance.	165
Fig. 5.18 : (a) Circuit électrique équivalent d'un balun double Y. (b) Port de sortie connecté à une charge adaptée.	166
Fig. 5.19 : (a) Structure du balun double Y sans perte à base de tronçons de ligne de transmission. (b) Circuit utilisé en simulation électrique.	169
Fig. 5.20 : Coefficients de réflexion et de transmission du balun double Y. (a) $Z_1 = 120 \Omega$, $Z_4 = 120 \Omega$. (b) $Z_1 = 120 \Omega$, $Z_4 = 119 \Omega$	169
Fig. 5.21 : Structure du balun double Y CPW-CPS tête bêche. (a) Vue de haut. (b) Vue en coupe.	171
Fig. 5.22 : Performances obtenues par simulation du balun double Y. (a) Coefficients de réflexion. (b) Coefficient de transmission. (c) Pertes d'insertion.	172
Fig. 5.23 : Amplitude de la densité de surface de courant. (a) $f = 2,06$ GHz. (b) $f = 9,8$ GHz.	172
Fig. 5.24 : Schéma globale simplifié d'un groupe d'antennes de GIANTE 2 illustrant la topologie des lignes d'entrée et de sortie de chaque composant.	173
Fig. 5.25 : Structure détaillée du GIANTE 2 droit.	173
Fig. 5.26 : Résultats de simulation du circuit d'alimentation. (a) Coefficients de réflexion et de transmission. (b) Pertes d'insertion. (c) Equilibre en amplitude. (d) Equilibre en phase.	174
Fig. 5.27 : Photo du GIANTE 2 droit à plat sans l'épaulière.	175
Fig. 5.28 : Coefficient de réflexion du GIANTE 2 droit. (a) A plat et sans l'épaulière en espace libre. (b) Antenne insérée dans l'épaulière en présence du corps obtenu par mesure.	176
Fig. 5.29 : (a) Gilet militaire 2 intégrant l'antenne GIANTE 2 porté par un utilisateur. (b) Diagramme de rayonnement de l'antenne GIANTE 2 placée sur les deux épaules obtenu avec une alimentation séquentielle des deux groupes d'antennes.	177

Table des figures

Fig. 5.30 : Diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan H lorsque le gilet est porté par un utilisateur. (a) Groupe-antenne gauche. (b) Deux groupes d'antennes alimentés séquentiellement.	178
Fig. 5.31 : Diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan H du groupe antenne gauche de l'antenne GIANTE 2 obtenus avec deux positions de l'épaulière différentes en présence d'un utilisateur.	178
Fig. 5.32 : Structure du connecteur proposé. (a) Vue en perspective de la pièce d'interface. (b) Vue de dessous de la pièce d'interface. (c) Photo du connecteur RF coudé commercial encapsulé dans la pièce d'interface.	179
Fig. 5.33 : (a) Monopole imprimé sur du PI par jet d'encre connecté au connecteur à clip. (b) Coefficient de réflexion mesuré.	179
Fig. 6.1 : Emplacement des antennes à l'intérieur d'une épaulière du gilet militaire 1. a) Vue en perspective de l'épaulière. b) Vue en coupe (AA') de l'épaulière.	184
Fig. 6.2 : Configuration du groupe antenne droite : épaulière droite face extérieure du gilet militaire ₁	185
Fig. 6.3 : Photo du premier démonstrateur. (a) Trois monopoles placés sur la couverture de l'épaulière. (b) Trois monopoles insérés dans une épaulière et connectés à des câbles coaxiaux. (c) Gilet GIANTE.	185
Fig. 6.4 : Coefficient de réflexion d'un monopole en présence des deux autres. Les trois monopoles sont insérés dans une épaulière.	185
Fig. 6.5 : Configuration utilisée lors du test.	186
Fig. 6.6 : Gilet GIANTE porté par l'utilisateur 1.	187
Fig. 6.7 : (a) Structure de la station fixe utilisée par l'utilisateur 2. (b) Photo de la station fixe.	188
Fig. 6.8 : Illustration d'un test de communication pendant un cycle de communication. Dans cet exemple, l'orientation de l'utilisateur 1 est 0°.	189
Fig. 6.9 : Evolution de la portée en fonction du gain d'un groupe antenne.	190
Fig. 6.10 : Circuit d'alimentation non intégré utilisé par le gilet GIANTE illustré sur la Fig. 6.6.	191
Fig. 6.11 : Gilet GIANTE intégrant l'antenne GIANTE 1 porté par l'utilisateur 1.	192
Fig. 6.12 : Illustration d'un test de communication pendant un cycle de communication. Dans cet exemple, l'orientation de l'utilisateur 1 est 0° et celle de l'utilisateur 2 est également 0°.	193
Fig. 6.13 : Synthèse sur les performances de la communication en utilisant l'antenne GIANTE 1.	196
Fig. 6.14 : Groupe d'antennes droit intégré dans le gilet militaire 2.	197
Fig. 6.15 : Représentation de la zone urbaine. Le point jaune représente la position de l'utilisateur 2. Les points rouges représentent les positions de l'utilisateur 1.	197
Fig. 6.16 : Représentation du terrain dégagé	198
Fig. 6.17 : Représentation du terrain accidenté de type forêt	200

Introduction

Actuellement, les fantassins de l'armée française sont équipés d'un système de radiocommunication quand ils sont en intervention sur le terrain. L'antenne utilisée pour émettre et recevoir les signaux radiofréquences (RF) est du type monopole appelée antenne fouet placée parallèlement au corps du fantassin au niveau de la clavicule gauche. Cependant, l'antenne fouet perturbe le champ de vision des fantassins surtout lorsqu'ils tournent leur tête vers la gauche. De plus, la position de l'antenne fouet gêne les fantassins gauchers lorsqu'ils sont en position de tir. En effet, l'arme vient s'appuyer contre l'épaule gauche presque au même endroit que l'antenne fouet. Enfin, l'antenne fouet rajoute un poids supplémentaire. Il est évident alors que l'intégration de l'antenne dans les gilets militaires permettrait de mieux répondre aux besoins des fantassins notamment en termes d'ergonomie. Cependant une telle intégration devrait aussi répondre aux besoins d'efficacité de rayonnement, de couverture spatiale et de protection du corps vis-à-vis du rayonnement de l'antenne. De plus les contraintes liées à la technologie de réalisation devraient être prises en compte. L'antenne fouet seule présente de très bonnes performances en termes de bande passante, d'adaptation et de diagramme de rayonnement. Les antennes intégrées devraient donc avoir des performances identiques.

Ainsi, le projet « Gilet Intégrant une ANTenne (GIANTE) » a été mis en place. C'est un partenariat de collaboration entre le laboratoire LCIS de Grenoble INP, la société SAFRAN Sagem et la PME ARDEJE située à Valence. Le projet GIANTE a été financé par le dispositif Régime d'Appui PME pour l'Innovation Duale (RAPID) de la Direction Générale de l'Armement (DGA). Il a pour but, à terme, de concevoir un gilet intégrant une antenne performante de nouvelle génération (antenne planaire distribuée) réalisée par impression numérique d'encres conductrices. Cela permettra de réaliser des gains ergonomiques et de renforcer les capacités de communication.

La thèse est focalisée sur la conception et la caractérisation d'antennes intégrées aux gilets militaires. Le travail inclut tous les développements relevant de la conception électromagnétique avec la prise en compte du corps humain et le suivi de la réalisation par impression numérique assurée par ARDEJE qui possède la technologie jet d'encre. Il concerne également la caractérisation RF (adaptation, bande passante, diagramme de rayonnement) des antennes avec un banc expérimental adapté et l'évaluation des performances globales des antennes en environnements fonctionnels : milieu dégagé, milieu urbain, forêt.

Introduction

L'antenne GIANTE, qui sera connectée au système radiocommunication, permet d'établir la communication sans fil entre deux fantassins ou un fantassin et une station de base. Afin d'être compatible avec le système radiocommunication utilisé par les fantassins, l'antenne doit être adaptée à $50\ \Omega$ avec une bande passante à $-10\ \text{dB}$ qui couvre la bande de fréquences militaire $[2,025 - 2,1]\ \text{GHz}$. Un diagramme de rayonnement omnidirectionnel avec un gain de $0\ \text{dBi}$ est souhaité quelle que soit la position du fantassin (debout ou couché) comme le montre la Fig. Intro. 1.

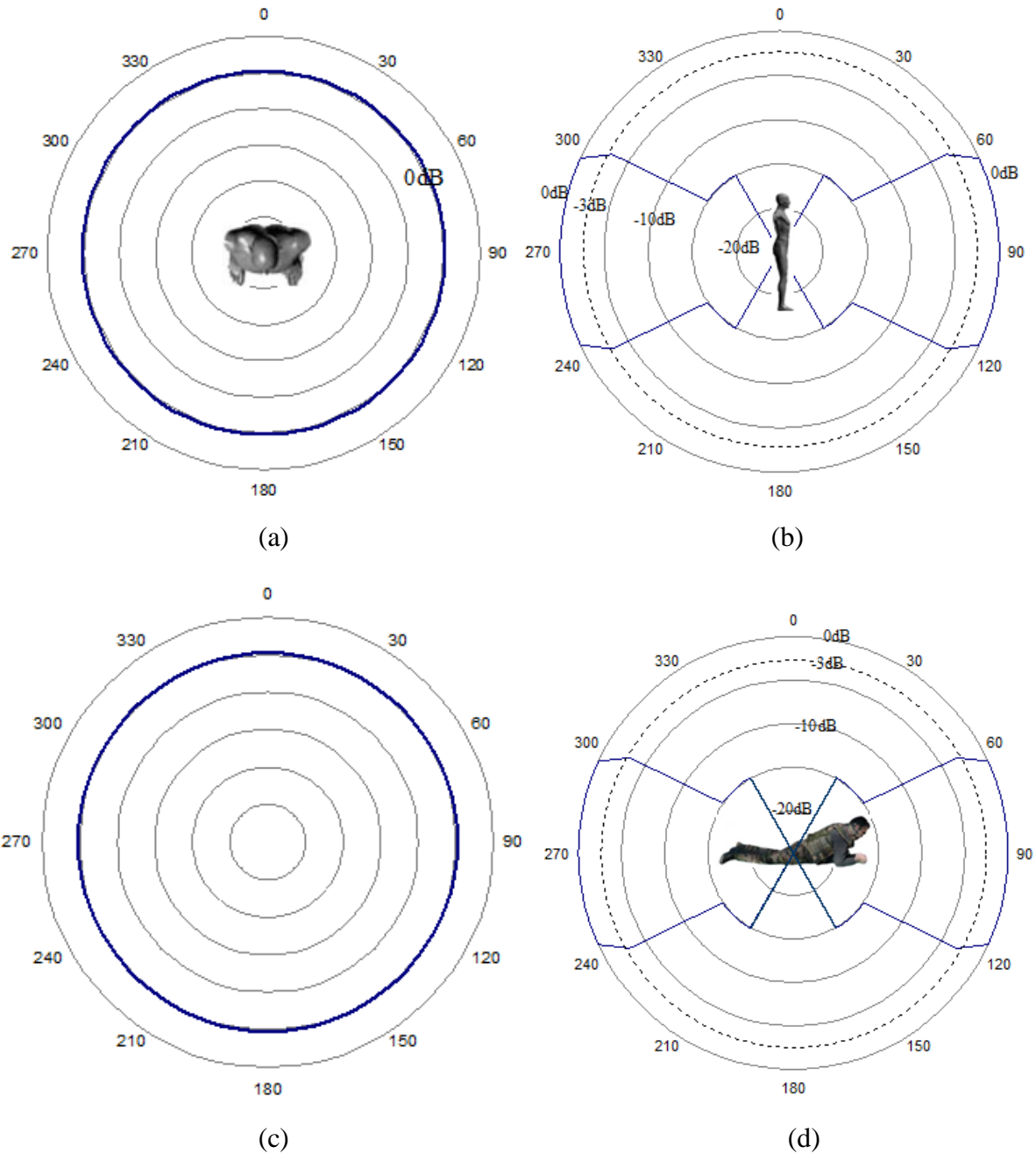


Fig. Intro. 1 : Diagramme de rayonnement souhaité en position debout dans les plans a) H et b) E et en position couché dans les plans c) H et d) E.

Introduction

La portée est définie par la distance entre deux fantassins où la communication est établie quelles que soient leurs orientations. La limite de portée est la distance où la communication est établie au moins pour une orientation des fantassins. Avec une puissance injectée de 1 W à l'entrée de l'antenne, la portée en espace libre doit être au moins égale à 1000 m en position debout-debout et 200 m en position couché-couché comme le montre la Fig. Intro. 2. La limite de portée doit être au moins égale à 1100 m en position debout-debout et 300 m en position couché-couché.

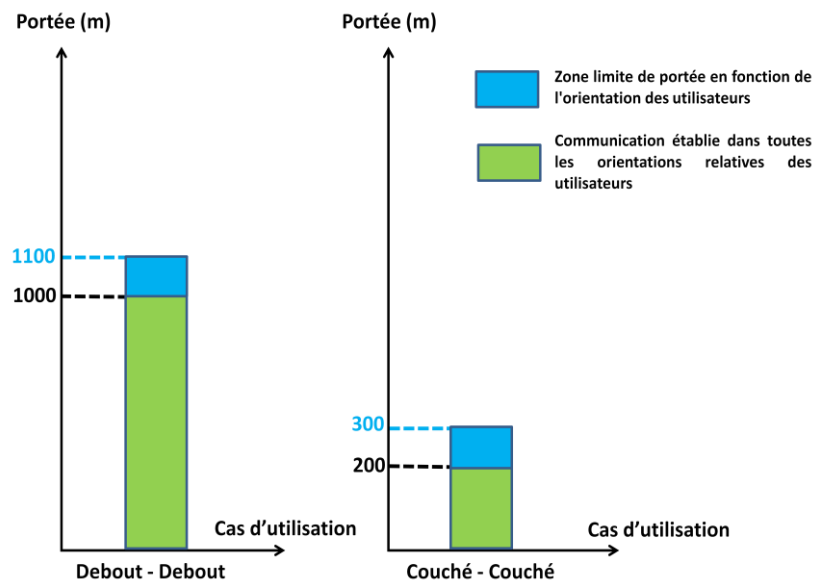


Fig. Intro. 21 : Illustration de la portée minimale requise.

Afin de l'imiter l'exposition des fantassins aux rayonnements des ondes électromagnétiques, les normes européennes en vigueur sur le DAS citées dans le Tab. Intro. 1 doivent être respectées quelle que soit la puissance injectée à l'entrée de l'antenne GIANTE.

Tab. Intro. 1 : Valeurs limites du DAS

Partie du corps	Oeil	Tête	Membre	Tronc
Valeur du DAS (W/kg)	0,08	2	4	2

Afin d'être compatible avec la technologie de réalisation par impression jet d'encre, la structure de l'antenne GIANTE doit être uni-planaire et sans vias. En effet, ceci permet de réduire considérablement le temps de fabrication et donc de réduire le coût de fabrication de manière très importante.

Introduction

Le manuscrit est organisé de la manière suivante. Dans le chapitre 1, nous trouvons l'état de l'art sur les antennes pour les systèmes de communication sans fil portés par le corps humain. Les différentes catégories de BWCS (Body-centric Wireless Communications Systems) sont présentées afin de situer le projet GIANTE au sein de cette thématique.

Ensuite, les résultats obtenus avec les technologies de réalisation, explorées durant la thèse, l'impression jet d'encre et la sérigraphie sont présentés dans le chapitre 2. Ceci permet de dégager les contraintes liées à la réalisation technologique de l'antenne GIANTE.

Les comportements d'une antenne dipôle placée près du corps sont étudiés et présentés dans le chapitre 3. Les résultats de cette étude montrent que le corps n'est pas protégé du rayonnement de l'antenne dans le cas général. Deux voies sont proposées pour protéger le corps. La première solution, présentée dans le chapitre 3, est basée sur une antenne planaire placée directement sur une surface haute impédance. Une méthode de conception d'un monopole planaire compact placé directement sur une surface haute impédance est développée. Les performances de l'antenne obtenue par simulation et mesure sont présentées.

Le chapitre 4 présente la deuxième solution proposée. C'est la solution GIANTE. L'analyse théorique de la solution GIANTE est présentée. Afin de valider le concept de la solution, un prototype de gilet militaire intégrant une antenne ayant une structure double face a été développé. C'est le prototype GIANTE 1. La conception et la caractérisation de l'antenne GIANTE 1 sont discutées.

Le chapitre 5 présente un deuxième prototype de gilet intégrant une antenne uniplanaire, prototype GIANTE 2, basé sur les mêmes concepts. C'est une antenne potentiellement compatible avec la technologie de réalisation par jet d'encre. La conception et la caractérisation de l'antenne GIANTE 2 y sont présentées.

Enfin, le chapitre 6 présente les résultats des tests fonctionnels des antennes GIANTE 1 et GIANTE 2 lorsqu'elles sont connectées au système radio actuel utilisé par les fantassins. Les tests fonctionnels sont basés sur des essais de communication radio sur différents types de terrains : milieu urbain, milieu dégagé et forêt et pour différentes positions du fantassin. Les résultats montrent que les performances respectent le cahier des charges actuel et dépasse même ce qui était demandé en début de projet.

Chapitre 1 : Etat de l'art sur les antennes pour les systèmes de communication sans fil portés sur le corps.

1.1 Introduction

Le BWCS (Body-centric Wireless Communications Systems) englobe tous les systèmes de communication sans fil portés sur le corps tels que le WBAN (Wireless Body Area Network), le WSN (Wireless Sensor Network), etc. [1]. Les BWCS sont présents dans la vie de presque tout le monde aujourd'hui. L'intégration des BWCS dans les vêtements permet de réduire leur taille et leur poids. Par conséquent, l'utilisateur peut conserver sa mobilité. Les BWCS sont devenus alors un atout majeur pour les pompiers et les militaires lorsqu'ils sont en intervention sur terrain. On retrouve également l'utilisation des BWCS dans le domaine médical pour le suivi de l'état d'un patient ayant subi une opération par exemple.

Il existe trois types de BWCS : in-body, on-body et off-body. Tous ces systèmes comportent des antennes pour émettre et recevoir les signaux RF qui transportent des données.

Le principe du BWCS in-body est présenté dans la première partie du chapitre. Des exemples d'antennes récemment proposées dans la littérature pour le BWCS in-body y sont également discutés. Ensuite, nous allons voir dans la deuxième partie la caractérisation du canal de propagation utilisé pour le BWCS on-body. Quelques exemples d'antennes pour le BWCS on-body récemment publiées dans la littérature y sont également présentés. Enfin, un état de l'art sur les antennes utilisées pour le BWCS off-body sont présentées dans la dernière partie. Il s'agit des résultats de travaux publiés dernièrement dans la littérature.

1.2 BWCS in-Body

Le BWCS in-body est la communication sans fil entre un module RF situé à l'intérieur du corps et un module RF intégré dans une station de contrôle qui est placé à l'extérieur du corps. Les BWCS in-Body sont utilisés dans le domaine médical pour le suivi en continu des paramètres physiologiques d'un patient (taux de glucose, pression sanguine, rythme cardiaque, température, etc.) et des appareils électroniques implantés dans le corps (stimulateur cardiaque). Les données concernant l'implant sont émises par le module RF

Chapitre 1 : Etat de l'art

intégré dans l'implant. Ces données sont ensuite récupérées par la station de contrôle grâce à son module RF. L'établissement de la communication entre les deux modules RF est assuré par les antennes de chaque module. Les bandes de fréquences utilisées sont : la bande MICS (Medical Implant Communication Service) [402 – 405] MHz et la bande ISM (Industrial Scientific and Medical) [2,4 – 2,48] GHz. La bande MICS est utilisée pour le transfert des données tandis que la bande ISM est utilisée pour le réveil du module RF implanté [2]–[4].

Traditionnellement, le transfert des données était assuré par un couplage inductif entre une bobine intégrée dans l'implant et une bobine externe [5], [6]. Cependant, la portée de la communication est très limitée [3]. En effet, la bobine externe doit être placée sur le corps du patient. De plus, elle doit être bien alignée avec la bobine interne. Cette procédure pouvait prendre un certain temps [3]. Par conséquent, l'utilisation d'une antenne permet non seulement d'améliorer la portée de la communication mais aussi d'obtenir les données de manière quasi-instantanée. La conception d'une antenne intégrée à un implant a donc attiré l'attention de nombreux chercheurs depuis plusieurs années [4], [7]–[17]. Une antenne méandre implantée sous la peau pour le suivi du taux de glucose dans le sang d'un patient diabétique a été proposée dans [7]. Dans [9], une antenne PIFA (Planar Inverted-F Antenna) implantée dans le crâne pour le contrôle de la pression intracrânienne a été présentée. Une étude sur une antenne PIFA implantée dans la tête a été rapportée dans [14]. Dans [8], une antenne dipôle repliée en 3D intégrée dans une prothèse rétinienne pour la restauration de la vision partielle des aveugles a été étudiée. Une antenne spirale implantée dans la dent pour le suivi de la température basale du corps a été proposée dans [17]. La Fig. 1.1 montre la structure des antennes proposées dans [7]–[9], [14], [17].

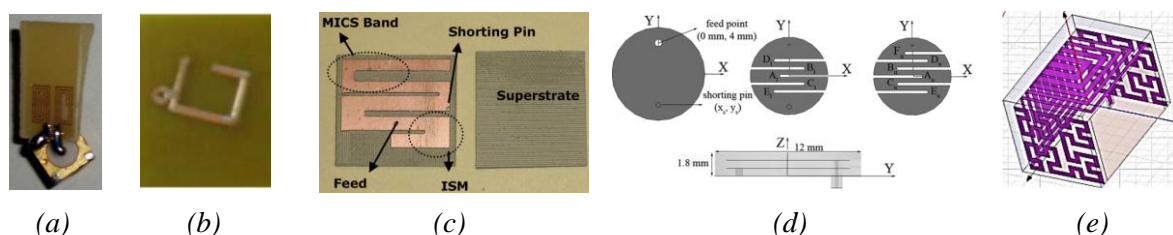


Fig. 1.1 : Structures des antennes étudiée dans : (a) [7], (b) [8], (c) [9], (d) [14] et (e) [17].

Vu que l'antenne est implantée dans le corps, sa taille doit être la plus petite possible. Par conséquent, la réduction de la taille des antennes implantées est devenue un challenge [2]. L'élargissement de la bande passante de l'antenne est également un challenge afin de

Chapitre 1 : Etat de l'art

supporter les variations de la fréquence de résonance dues aux propriétés électromagnétiques des tissus humains [2].

Récemment (en 2014), une antenne implantée a été proposée dans [2]. Cette antenne est un dipôle spiral replié et déposé sur les deux faces d'un substrat (Rogers 3010 : $\epsilon_r = 10,2$, $\tan(\delta) = 0,0035$, épaisseur = 0,635 mm). Elle travaille dans les bandes MICS et ISM. L'antenne aurait la plus petite taille en absolu ($67,8 \text{ mm}^3$: 10,02 mm x 10,02 mm x 0,675 mm) des antennes implantées rapportées dans la littérature jusqu'ici. La structure de l'antenne est montrée sur la Fig. 1.2. L'élément rayonnant est formé par deux brins rayonnants : *Left Arm* et *Right Arm*. Le brin rayonnant *Left Arm* est déposé uniquement sur la face inférieure du substrat tandis le brin rayonnant *Right Arm* est déposé sur les deux faces. Les deux parties du brin rayonnant *Right Arm* sont reliées par un via. Une boucle inductive est déposée sur la surface supérieure du substrat et connectée au brin rayonnant *Left Arm* par un via. Ceci permet d'avoir une bonne adaptation de l'antenne dans les deux bandes de fréquences. L'antenne est enduite d'une couche de matériau biocompatible (Parylene-C : $\epsilon_r = 2,95$, $\tan(\delta) = 0,013$, épaisseur = 20 μm) afin d'éviter l'effet de court-circuit généré par la conductivité des tissus qui est élevée. Lors de la mesure, l'antenne est placée dans un gel simulant la peau : $\epsilon_r = 46,74$, $\sigma = 0,69 \text{ S/m}$ à 402 MHz, $\epsilon_r = 38,06$, $\sigma = 1,44 \text{ S/m}$ à 2,45 GHz. La composition du gel est donnée dans le Tab. 1.1. L'antenne a une large bande passante : 47,5% pour la bande MICS et 31,6% pour la bande ISM. Comme toutes les antennes implantées dans le corps, le gain est faible : -30 dBi et -19 dBi pour les bandes MICS et ISM respectivement. Afin de respecter les valeurs limites du Débit d'Absorption Spécifique (DAS), la puissance injectée ne doit pas dépasser 5,3 mW et 6,7 mW pour les bandes MICS et ISM respectivement.

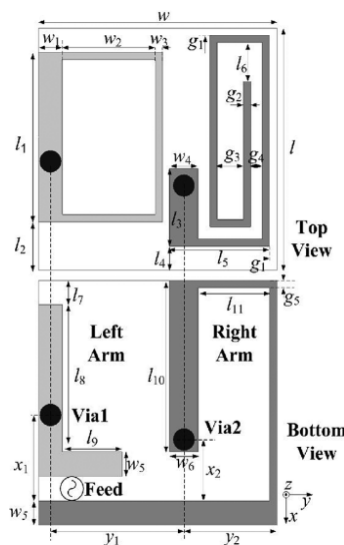


Fig. 1.2 : Structure du dipôle spiral chargé par une boucle inductive proposé dans [2].

Tab. 1.1 : Composition du gel simulant la peau pour les bandes MICS et ISM rapportée dans [2]

Matériau (MICS)	Valeur (%)	Matériau (ISM)	Valeur (%)
Sucre	56.18	DGBE	5.1
Sel	2.33	Triton X-100	36.7
Eau déionisée	41.49	Eau déionisée	58.2

Dans [18], les auteurs ont proposé l'utilisation d'une antenne répétitrice placée à 15 mm du corps afin de diminuer d'un facteur de 100 la puissance injectée dans l'antenne implantée, voir la Fig. 1.3. Ceci permet d'augmenter la durée de vie du module RF implanté. L'antenne répétitrice travaille sur les bandes MICS et ISM. Elle reçoit les signaux émis par l'antenne implantée dans la bande MICS, puis les transmet à la station de contrôle dans la bande ISM.

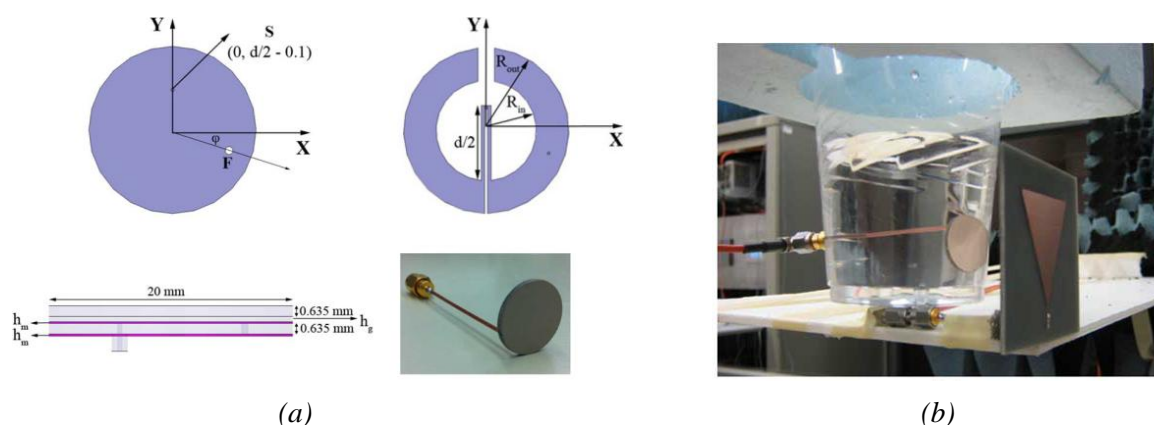


Fig. 1.3 : (a) Structure de l'antenne implantée proposé dans [18]. (b) Antenne répétitrice placée à 15 mm de l'antenne implantée [18].

1.3 BWCS on-Body

Le BWCS on-body est la communication sans fil à courte distance entre des dispositifs électroniques (capteurs par exemple) placés sur le corps, voir la Fig. 1.4 (a). Chaque dispositif comporte une antenne pour émettre et recevoir des signaux. La puissance injectée en émission est faible afin d'optimiser la durée de vie des batteries des dispositifs électroniques. Ceci permet également de minimiser la puissance absorbée par le corps car les ondes électromagnétiques se propagent près de la surface du corps. Ainsi, l'air et la surface du corps constituent le canal de propagation.

1.3.1 Caractérisation du canal de propagation

Une étude statistique sur la propagation des ondes près de la surface du corps a été rapportée dans [19]. La caractérisation a été effectuée à 2,45 GHz en environnement réel lorsque le corps effectue des gestes courants (marcher, s'asseoir, conduire une voiture, etc.). Quatre environnements ont été étudiés : en plein air, à l'intérieur d'un bâtiment, à l'intérieur d'une maison, dans une voiture à boîte de vitesse manuelle pendant la conduite. Deux antennes de transmission (Tx_1 et Tx_2) sont placées sur une ceinture non métallique de l'utilisateur et six antennes de réception (Rx_1 , Rx_2 , Rx_3 , Rx_4 , Rx_5 et Rx_6) sont placées sur la tête, les poignets et les chevilles comme le montre la Fig. 1.4 (a). Le type d'antenne utilisée est un monopole placé à 3 cm et verticalement par rapport au corps. Le monopole a été choisi car c'est une antenne omnidirectionnelle, voir la Fig. 1.4 (b). Par conséquent les données sont indépendantes de l'orientation de l'antenne. Les résultats obtenus sur le gain du canal sont résumés dans le Tab. 1.2. Les résultats montrent que le mouvement du corps a un impact significatif sur le gain du canal. Ils montrent également que la variation du gain du canal est un processus non stationnaire.

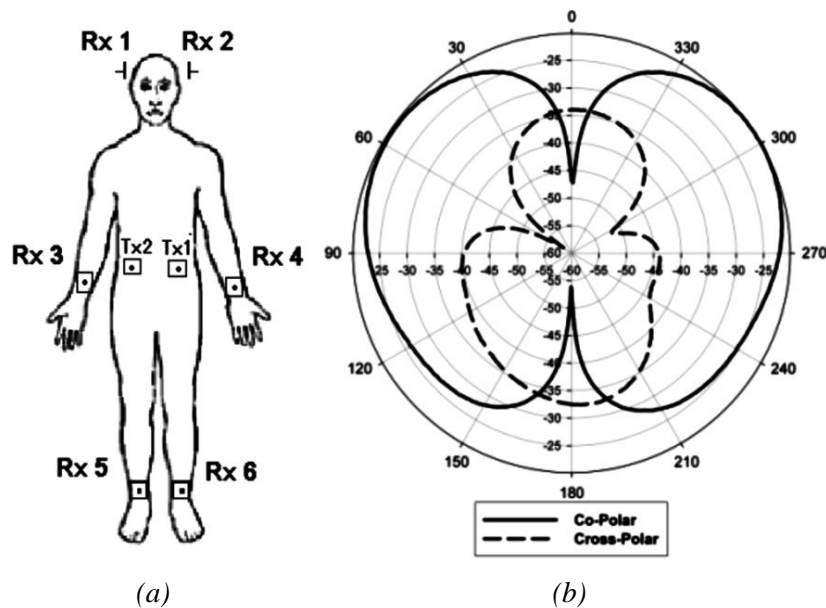


Fig. 1.4 : (a) Positions des antennes sur le corps [19]. (b) Diagramme de rayonnement mesuré à 2,45 GHz du monopole utilisé [19].

Tab. 1.2 : Valeurs moyennes du gain du canal obtenu dans [19]

Position Rx	Gain obtenu en plein air	Gain obtenu à l'intérieur d'un bâtiment	Gain obtenu à l'intérieur d'une maison	Gain obtenu à l'intérieur d'une voiture
Tête	-55,3 dB	-45,1 dB	-51,5 dB	-41,6 dB
Poignet	-45,4 dB	-49,8 dB	-54,1 dB	-36,5 dB
Cheville	-56,3 dB	-55 dB	-50,9 dB	-45,2 dB

Par ailleurs, une étude théorique sur la propagation des ondes près de la surface du corps dans les bandes ISM et UWB (Ultra-Wide Band) est présentée dans [20] afin d'obtenir un modèle analytique du canal. Le corps a été modélisé par un milieu à pertes, multicouche et constitué de : peau, graisse et muscle comme le montre la Fig. 1.5 (a). Les trois couches de tissus humains sont supposées planes. Les résultats obtenus montrent que le corps supporte les ondes de surface en polarisation TE uniquement dans les hautes fréquences. La fréquence de coupure est autour de 3 GHz. Cependant, l'atténuation de l'onde suivant la direction de propagation est élevée (37,5 dB/cm). Ceci est dû au champ électrique qui est tangentiel à la surface de la peau qui elle est conductrice. Ainsi, une perte ohmique se produit. Par conséquent, l'onde de surface en polarisation TE n'est pas adaptée. Le corps supporte également les ondes de surface en polarisation TM uniquement dans les basses fréquences avec une fréquence de coupure autour de 10 GHz. Contrairement au cas des ondes de surface en polarisation TE, l'atténuation de l'onde suivant les directions de propagation est faible. Cependant, la propagation de l'onde s'étend dans le corps. Ce type d'onde de surface serait alors difficile à exciter. Ainsi, les ondes se propageant près de la surface du corps ne pourraient pas être modélisées par des ondes de surface en polarisation TE et TM. Les ondes de surface Norton en polarisation TM seraient mieux adaptées [20]. Elles peuvent être excitées par un dipôle de longueur $\frac{\lambda}{5}$ (où λ est la longueur d'onde) et placé directement sur le corps, voir la Fig. 1.5 (b). Le dipôle est orienté perpendiculairement par rapport au corps. Un modèle analytique du champ électrique de l'onde de surface Norton en polarisation TM a été proposé. L'expression du champ électrique est obtenue par l'expression du champ électrique rayonné par un dipôle infinitésimal en espace libre multipliée par la fonction d'atténuation de Sommerfeld. Les résultats analytiques ont été ensuite comparés aux résultats de simulation

Chapitre 1 : Etat de l'art

obtenus avec le simulateur électromagnétique 3D HFSS. Les deux résultats sont proches. Puis, les résultats analytiques ont été comparés avec les résultats de mesures rapportés dans les bandes ISM [21] et UWB [22] où les antennes émettrices et réceptrices sont alignées. Les tendances des courbes qui représentent les pertes dans le canal sont proches mais les niveaux sont différents. Ceci pourrait provenir des antennes utilisées car elles ont des tailles supérieures à $\frac{\lambda}{5}$. Par conséquent, l'onde excitée ne serait plus une onde de surface Norton en polarisation TM. En outre, lorsque les antennes émettrices et réceptrices ne sont plus alignées (propagation autour du tronc), les résultats de mesures ne correspondent pas aux résultats obtenus par le modèle analytique. Ceci montre que le modèle analytique proposé est valable uniquement pour une surface plane mais qui permet de déduire et prédire des tendances correctement.

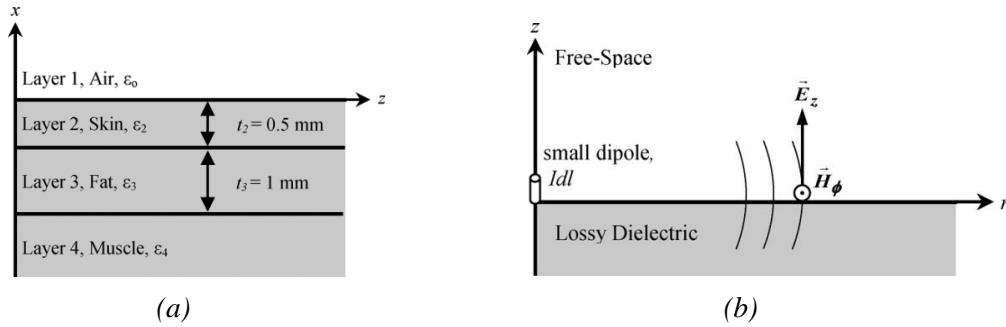


Fig. 1.5 : (a) Modèle du milieu de propagation de l'onde près de la surface du corps [20]. (b) Onde de surface Norton en polarisation TM excitée par un dipôle de longueur $\lambda/5$ [20].

Récemment, une étude sur la caractérisation du gain du canal du corps à 60 GHz a été présentée dans [23]. Le corps a été modélisé par une structure multicouche (deux couches) plane comme le montre la Fig. 1.6 (a). Un modèle analytique de la propagation du champ électrique rayonné par un dipôle infinitésimal orienté suivant l'axe z et placé sur le corps et a été proposé. Au point d'observation, le champ électrique est la superposition du champ réfléchi par la structure multicouche et le champ rayonné par le dipôle infinitésimal en espace libre. Le modèle analytique a été validé par simulation et par mesure. Le type d'antenne utilisée en mesure et en simulation est un guide d'onde terminé par un circuit ouvert. Pour une propagation sur une surface plane illustrée sur la Fig. 1.6 (b), les résultats (analytique, simulation et mesure) montrent que le gain du canal s'améliore de 15 dB lorsqu'une couche de textile conducteur est placée sur la peau. Pour une surface de forme elliptique, voir la Fig. 1.6 (c), les résultats (simulation et mesure) montrent une augmentation du gain de 5 à 15 dB

Chapitre 1 : Etat de l'art

en présence d'une couche de textile conducteur. Les résultats montrent également que la couche de textile conducteur permet de réduire de 95% la puissance absorbée par le corps.

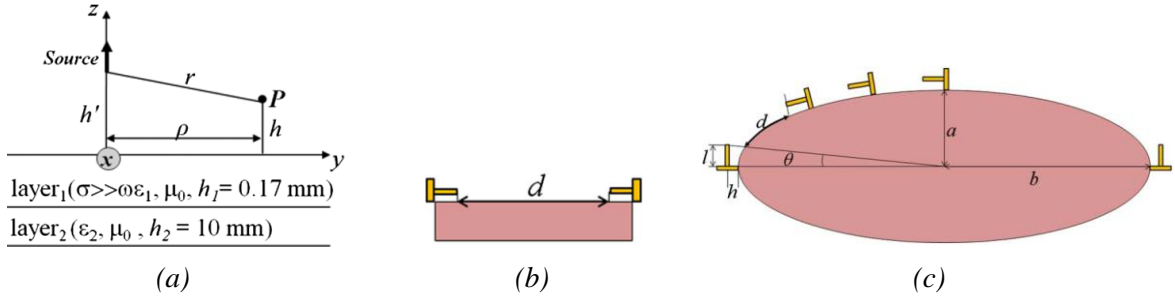


Fig. 1.6 : (a) Modèle analytique d'un dipôle infinitésimal placé sur le corps [23]. (b) Propagation sur une surface plane [23]. (c) Propagation sur une surface elliptique [23].

1.3.2 Quelques exemples d'antennes utilisées pour le BWCS on-body

Nombreux sont les types d'antennes proposés dans la littérature pour le BWCS on-body qui fonctionnent dans les bandes : ISM [24]–[26], UWB [27], [28] et à 60 GHz [29], [30]. Les antennes doivent être compactes afin de ne pas gêner l'utilisateur.

Une antenne en forme de bouton pour un BWCS on-body est proposée dans [26]. La structure de l'antenne est montrée à la Fig. 1.7 (a). L'antenne est placée sur le corps comme le montre la Fig. 1.7 (b). Elle fonctionne dans les bandes ISM, à 2,45 GHz et à 5,8 GHz. Elle se comporte comme deux monopoles qui fonctionnent à 2,45 GHz et à 5,8 GHz. A basses fréquences, le monopole est formé par le disque₁, le cylindre₁ et le disque₂ alors qu'à hautes fréquences, il est formé par le disque₁, le cylindre₂ (court-circuité avec le disque₁) et le disque₃. L'antenne est alimentée par une ligne micro-ruban dont la piste conduisant le signal est connectée au disque₁. Les résultats de mesure montrent que le diagramme de rayonnement dans le plan xy est omnidirectionnel pour les deux bandes.

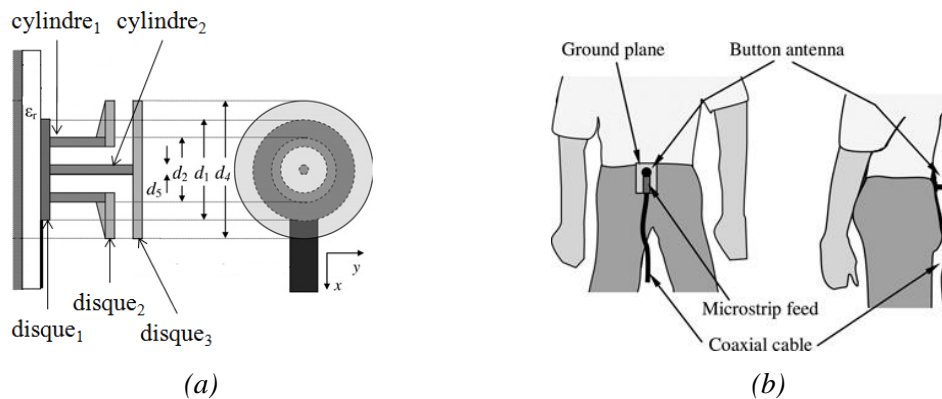


Fig. 1.7 : (a) Structure de l'antenne en forme de bouton [26]. (b) Position de l'antenne par rapport au corps [26].

Des antennes directives à 60 GHz sont également proposées dans la littérature pour le BWCS on-body [29], [30] pour compenser le gain du canal qui est faible [30]. Dans [30], une antenne textile Yagi-Uda a été étudiée et réalisée. La structure de l'antenne est montrée sur la Fig. 1.8. L'antenne est déposée sur un tissu ($\epsilon_r = 1,5$, $\tan(\delta) = 0,016$, épaisseur = 0,2 mm). Le conducteur utilisé est un ruban de cuivre collé sur le tissu puis découpé par laser avec une précision de 10 μm . Un modèle du corps en forme parallélépipédique rectangle est utilisé pour simuler la peau. L'antenne est placée à 5 mm du modèle du corps et orientée parallèlement à la surface du parallélépipède. D'après les résultats de mesure, l'antenne a un gain de 11,9 dBi avec une efficacité de 48%. Cependant, la distance entre l'antenne et la surface du parallélépipède a un impact significatif sur le diagramme de rayonnement et le gain de l'antenne.

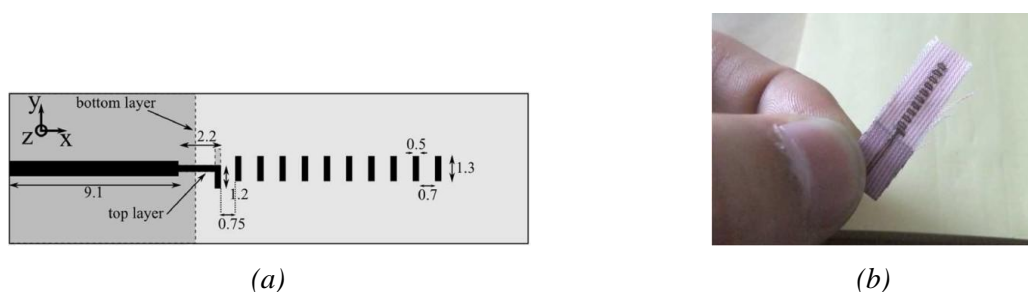


Fig. 1.8 : Antenne textile Yagi-Uda [30]. (a) Structure de l'antenne. (b) Antenne réalisée.

1.4 BWCS off-Body

Le BWCS off-body est la communication sans fil d'un dispositif électronique porté par une personne avec une station de base ou un dispositif électronique porté par une autre personne. Il est utilisé pour la géo-localisation de personnes [31]–[33], la téléphonie mobile [34], la récupération d'énergie [35]. Ce système est utilisé également par les pompiers [36]. En général, les antennes pour le BWCS off-body comportent un plan de masse placé derrière le substrat pour l'isolation de l'antenne du corps et la protection du corps vis-à-vis des ondes rayonnées. Les antennes les plus utilisées sont les antennes patch [37]–[42] et les antennes placées sur une surface haute impédance [43]–[51].

Récemment (en 2013), une antenne patch circulaire entourée d'un anneau court-circuité est rapportée dans [38]. La structure de l'antenne est montrée sur la Fig. 1.9. L'antenne a été optimisée pour fonctionner dans les deux bandes ISM : 2,45 GHz et 5,8 GHz. L'antenne est utilisée pour un BWCS on-body et off-body. La bande ISM à 2,45 GHz est utilisée pour un BWCS on-body et celle à 5,8 GHz pour un BWCS off-body. L'anneau court-circuité

Chapitre 1 : Etat de l'art

fonctionne à 2,45 GHz. Il se comporte comme un monopole. Il a donc un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan xy qui est adapté pour un BWCS on-body. Le court-circuit permet d'obtenir une bonne isolation entre l'anneau et le patch circulaire. Le patch circulaire travaille à 5,8 GHz. Il a un diagramme de rayonnement unidirectionnel dans les plans xz et yz qui est adapté à un BWCS off-body.

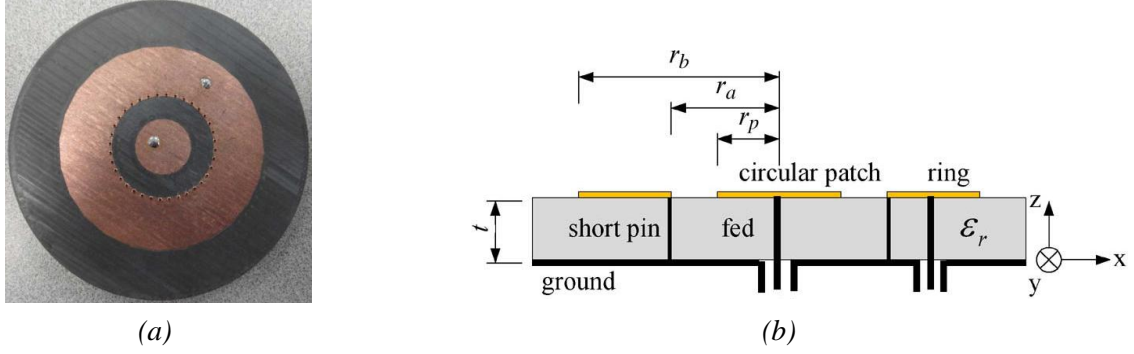


Fig. 1.9 : Antenne patch circulaire entourée d'un anneau court-circuité [38]. (a) Vu de haut. (b) Vue en coupe.

Dernièrement (en 2014), une antenne monopole placée sur une surface haute impédance, voir la Fig. 1.10, est rapportée dans [48]. L'antenne fonctionne dans la bande : [2,36 - 2,4] GHz. La surface haute impédance placée près du monopole agit comme un réflecteur. Grâce à la surface haute impédance, la valeur du DAS est réduite de 95,3% et 83,4% par rapport au monopole seul et à une antenne patch respectivement. Ceci montre que le corps est protégé. Cependant, le diagramme de rayonnement est unidirectionnel.

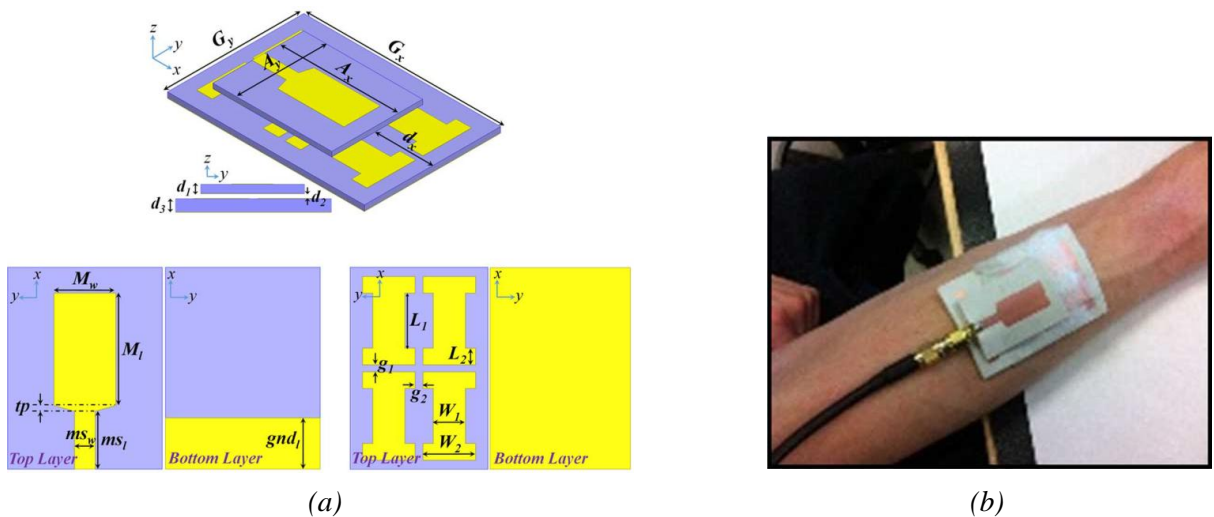


Fig. 1.10 : Antenne monopole placés sur une surface haute impédance [48]. (a) Structure de l'antenne. (b) Antenne placée sur le corps.

1.5 Conclusion

Cet état de l'art nous a permis d'identifier les différents types de BWCS. Le projet GIANTE est de type BWCS off-body où le diagramme de rayonnement de l'antenne doit être omnidirectionnel. Cependant, les antennes proposées dans la littérature pour le BWCS off-body ont toutes un diagramme de rayonnement unidirectionnel dû à la présence du corps. De plus, la réalisation des antennes est complexe à cause de leur structure multicouche et de la présence des vias. Ceci pourrait être un point bloquant pour une réalisation par jet d'encre. L'objectif de la thèse est donc de concevoir une antenne uni-planaire ayant un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel tout en gardant une bonne protection du corps et étant compatible avec la technologie choisie.

Références

- [1] P. S. Hall et Y. Hao, « Antennas and propagation for body-centric wireless communications », *Artech House*, 2006.
- [2] Li-Jie Xu, Yong-Xin Guo, et Wen Wu, « Miniaturized Dual-Band Antenna for Implantable Wireless Communications », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 13, p. 1160-1163, 2014.
- [3] Zhu Duan, Yong-Xin Guo, Minkyu Je, et Dim-Lee Kwong, « Design and in Vitro Test of a Differentially Fed Dual-Band Implantable Antenna Operating at MICS and ISM Bands », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 62, n° 5, p. 2430-2439, mai 2014.
- [4] J. Ung et T. Karacolak, « A Wideband Implantable Antenna for Continuous Health Monitoring in the MedRadio and ISM Bands », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 11, p. 1642-1645, 2012.
- [5] C. M. Zierhofer et E. S. Hochmair, « High-efficiency coupling-insensitive transcutaneous power and data transmission via an inductive link », *Biomed. Eng. IEEE Trans. On*, vol. 37, n° 7, p. 716-722, 1990.
- [6] P. R. Troyk et M. A. Schwan, « Closed-loop class E transcutaneous power and data link for microimplants », *Biomed. Eng. IEEE Trans. On*, vol. 39, n° 6, p. 589-599, 1992.
- [7] T. Karacolak, A. Z. Hood, et E. Topsakal, « Design of a dual-band implantable antenna and development of skin mimicking gels for continuous glucose monitoring », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 56, n° 4, p. 1001-1008, 2008.
- [8] S. Soora, K. Gosalia, M. S. Humayun, et G. Lazzi, « A comparison of two and three dimensional dipole antennas for an implantable retinal prosthesis », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 56, n° 3, p. 622-629, 2008.
- [9] R. Warty, M.-R. Tofghi, U. Kawoos, et A. Rosen, « Characterization of implantable antennas for intracranial pressure monitoring: Reflection by and transmission through a scalp phantom », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 56, n° 10, p. 2366-2376, 2008.
- [10] T.-F. Chien, C.-M. Cheng, H.-C. Yang, J.-W. Jiang, et C.-H. Luo, « Development of nonsuperstrate implantable low-profile CPW-fed ceramic antennas », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 9, p. 599-602, 2010.
- [11] M. L. Scarpello, D. Kurup, H. Rogier, D. Vande Ginste, F. Axisa, J. Vanfleteren, W. Joseph, L. Martens, et G. Vermeeren, « Design of an implantable slot dipole conformal flexible antenna for biomedical applications », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 59, n° 10, p. 3556-3564, 2011.
- [12] M. Asili, R. Green, S. Seran, et E. Topsakal, « A Small Implantable Antenna for MedRadio and ISM Bands », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 11, p. 1683-1685, 2012.
- [13] Z. Duan, Y.-X. Guo, R.-F. Xue, M. Je, et D.-L. Kwong, « Differentially fed dual-band implantable antenna for biomedical applications », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 60, n° 12, p. 5587-5595, 2012.

-
- [14] A. Kiourti et K. S. Nikita, « Miniature scalp-implantable antennas for telemetry in the MICS and ISM bands: Design, safety considerations and link budget analysis », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 60, n° 8, p. 3568-3575, 2012.
 - [15] C. Liu, Y.-X. Guo, et S. Xiao, « A Hybrid Patch/Slot Implantable Antenna for Biotelemetry Devices », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 11, p. 1646-1649, 2012.
 - [16] L.-J. Xu, Y.-X. Guo, et W. Wu, « Dual-band implantable antenna with open-end slots on ground », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 11, p. 1564-1567, 2012.
 - [17] C.-L. Yang, C.-L. Tsai, K.-T. Cheng, et S.-H. Chen, « Low-invasive implantable devices of low-power consumption using high-efficiency antennas for cloud health care », *Emerg. Sel. Top. Circuits Syst. IEEE J. On*, vol. 2, n° 1, p. 14-23, 2012.
 - [18] A. Kiourti, J. R. Costa, C. A. Fernandes, et K. S. Nikita, « A Broadband Implantable and a Dual-Band On-Body Repeater Antenna: Design and Transmission Performance », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 62, n° 6, p. 2899-2908, juin 2014.
 - [19] Z. H. Hu, Y. I. Nechayev, P. S. Hall, C. C. Constantinou, et Y. Hao, « Measurements and statistical analysis of on-body channel fading at 2.45 GHz », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 6, p. 612-615, 2007.
 - [20] A. Lea, P. Hui, J. Ollikainen, et R. G. Vaughan, « Propagation between on-body antennas », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 57, n° 11, p. 3619-3627, 2009.
 - [21] P. S. Hall, Y. Hao, Y. I. Nechayev, A. Alomainy, C. C. Constantinou, C. Parini, M. R. Kamarudin, T. Z. Salim, D. T. Hee, et R. Dubrovka, « Antennas and propagation for on-body communication systems », *Antennas Propag. Mag. IEEE*, vol. 49, n° 3, p. 41-58, 2007.
 - [22] A. Fort, C. Desset, J. Ryckaert, P. De Doncker, L. Van Biesen, et P. Wambacq, « Characterization of the ultra wideband body area propagation channel », in *Ultra-Wideband, 2005. ICU 2005. 2005 IEEE International Conference on*, 2005, p. 6 pp.
 - [23] A. R. Guraliuc, M. Zhadobov, G. Valerio, et R. Sauleau, « Enhancement of On-Body Propagation at 60 GHz Using Electro Textiles », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 13, p. 603-606, 2014.
 - [24] G. A. Conway, S. L. Cotton, et W. G. Scanlon, « An antennas and propagation approach to improving physical layer performance in wireless body area networks », *Sel. Areas Commun. IEEE J. On*, vol. 27, n° 1, p. 27-36, 2009.
 - [25] G. A. Conway et W. G. Scanlon, « Antennas for over-body-surface communication at 2.45 GHz », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 57, n° 4, p. 844-855, 2009.
 - [26] B. Sanz-Izquierdo, J. A. Miller, J. C. Batchelor, et M. I. Sobhy, « Dual-band wearable metallic button antennas and transmission in body area networks », *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, n° 2, p. 182-190, 2010.
 - [27] A. Alomainy, A. Sani, A. Rahman, J. G. Santas, et Y. Hao, « Transient characteristics of wearable antennas and radio propagation channels for ultrawideband body-centric wireless communications », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 57, n° 4, p. 875-884, 2009.
-

-
- [28] N. Chahat, M. Zhadobov, R. Sauleau, et K. Ito, « A compact UWB antenna for on-body applications », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 59, n° 4, p. 1123-1131, 2011.
 - [29] X. Y. Wu, L. Akhoondzadeh-Asl, et P. S. Hall, « Printed Yagi-Uda array for on-body communication channels at 60 GHz », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 53, n° 12, p. 2728-2730, 2011.
 - [30] N. Chahat, M. Zhadobov, L. Le Coq, et R. Sauleau, « Wearable endfire textile antenna for on-body communications at 60 GHz », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 11, p. 799-802, 2012.
 - [31] A. A. Serra, P. Nepa, et G. Manara, « A wearable two-antenna system on a life jacket for Cospas-Sarsat personal locator beacons », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 60, n° 2, p. 1035-1042, 2012.
 - [32] A. Dierck, H. Rogier, et F. Declercq, « A wearable active antenna for global positioning system and satellite phone », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 61, n° 2, p. 532-538, 2013.
 - [33] J. Lilja, V. Pyyntari, T. Kaija, R. Mäkinen, E. Halonen, H. Sillanpää, J. Heikkinen, M. Mantysalo, P. Salonen, et P. de Maagt, « Body-Worn Antennas Making a Splash: Lifejacket-Integrated Antennas for Global Search and Rescue Satellite System », *Antennas Propag. Mag. IEEE*, vol. 55, n° 2, p. 324-341, 2013.
 - [34] Zheyu Wang, L. Z. Lee, D. Psychoudakis, et J. L. Volakis, « Embroidered Multiband Body-Worn Antenna for GSM/PCS/WLAN Communications », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 62, n° 6, p. 3321-3329, juin 2014.
 - [35] G. Monti, L. Corchia, et L. Tarricone, « UHF wearable rectenna on textile materials », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 61, n° 7, p. 3869-3873, 2013.
 - [36] C. Hertleer, H. Rogier, L. Vallozzi, et L. Van Langenhove, « A textile antenna for off-body communication integrated into protective clothing for firefighters », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 57, n° 4, p. 919-925, 2009.
 - [37] R. Moro, S. Agneessens, H. Rogier, et M. Bozzi, « Wearable textile antenna in substrate integrated waveguide technology », *Electron. Lett.*, vol. 48, n° 16, p. 985-987, 2012.
 - [38] Z. G. Liu et Y. X. Guo, « Dual band low profile antenna for body centric communications », *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, n° 4, p. 2282-2285, 2013.
 - [39] Han Wang, Zhijun Zhang, Yue Li, et Zhenghe Feng, « A Dual-Resonant Shorted Patch Antenna for Wearable Application in 430 MHz Band », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 61, n° 12, p. 6195-6200, déc. 2013.
 - [40] E. F. Sundarsingh, S. Velan, M. Kanagasabai, A. K. Sarma, C. Raviteja, et M. G. N. Alsath, « Polygon-Shaped Slotted Dual-Band Antenna for Wearable Applications », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 13, p. 611-614, 2014.
 - [41] P. B. Samal, P. J. Soh, et G. A. E. Vandenbosch, « UWB All-Textile Antenna With Full Ground Plane for Off-Body WBAN Communications », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 62, n° 1, p. 102-108, janv. 2014.
 - [42] E. Rajo-Iglesias, I. Gallego-Gallego, L. Inclan-Sanchez, et O. Quevedo-Teruel, « Textile Soft Surface for Back Radiation Reduction in Bent Wearable Antennas », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 62, n° 7, p. 3873-3878, juill. 2014.
-

-
- [43] S. Zhu et R. Langley, « Dual-band wearable textile antenna on an EBG substrate », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 57, n° 4, p. 926-935, 2009.
 - [44] S. Kim, Y.-J. Ren, H. Lee, A. Rida, S. Nikolaou, et M. M. Tentzeris, « Monopole antenna with inkjet-printed EBG array on paper substrate for wearable applications », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 11, p. 663-666, 2012.
 - [45] B. S. Cook et A. Shamim, « Utilizing wideband AMC structures for high-gain inkjet-printed antennas on lossy paper substrate », *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, p. 76-79, 2013.
 - [46] H. R. Raad, A. I. Abbosh, H. M. Al-Rizzo, et D. G. Rucker, « Flexible and compact AMC based antenna for telemedicine applications », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 61, n° 2, p. 524-531, 2013.
 - [47] T. Andriamiharivolamena, P. Lemaitre-Auger, S. Tedjini, et F. Tirard, « Coplanar waveguide monopole antenna on artificial magnetic conductor for body-worn wireless communication systems », *Antennas Propag. Soc. Int. Symp. APSURSI 2014 IEEE*, p. 438-439, juill. 2014.
 - [48] Zhi Hao Jiang, D. E. Brocker, P. E. Sieber, et D. H. Werner, « A Compact, Low-Profile Metasurface-Enabled Antenna for Wearable Medical Body-Area Network Devices », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 62, n° 8, p. 4021-4030, août 2014.
 - [49] M. Mantash, A.-C. Tarot, S. Collardey, et K. Mahdjoubi, « Dual-band CPW-fed G-antenna using an EBG structure », *Antennas Propag. Conf. LAPC 2010 Loughb.*, p. 453-456, 2010.
 - [50] M. Mantash, A.-C. Tarot, S. Collardey, et K. Mahdjoubi, « Investigation of Flexible Textile Antennas and AMC Reflectors », *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2012, p. 10, 2012.
 - [51] M. S. Pimenta, « Antennes souples à base de métamatériaux de type conducteurs magnétiques artificiels pour les standards de systèmes de géolocalisation », PhD diss., Université Nice Sophia Antipolis, 2013.

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

2.1 Introduction

L'antenne GIANTE est une antenne destinée à être intégrée à un vêtement de type gilet. Le support de l'antenne est alors un substrat souple (tissu ou film souple). Dans sa version finale, l'antenne doit être imprimée directement sur le vêtement. Deux technologies de réalisation ont été explorées durant la thèse : l'impression jet d'encre et l'impression par sérigraphie.

Dans ce chapitre, nous présentons les résultats des études sur les contraintes liées à la réalisation technologique de l'antenne. Dans la première partie du chapitre, les résultats des études théoriques sur un monopole déposé sur un substrat souple sont présentés afin de déterminer les paramètres critiques liés à la réalisation ainsi que les performances du monopole lorsqu'il est déformé pour s'adapter à la forme du corps et/ou du vêtement. Dans la deuxième et troisième partie, nous présentons successivement les résultats des études sur les réalisations de circuits RF sur des substrats souples par impression jet d'encre et par sérigraphie afin d'évaluer leurs performances respectives.

2.2 Monopole imprimé sur un substrat souple

2.2.1 Conception d'un monopole uni-planaire

Pour les premières études technologiques, nous avons choisi une antenne monopole uni-planaire qui fonctionne dans la bande militaire $[2,025 - 2,1]$ GHz, c'est la bande utilisée par l'antenne GIANTE. Le choix du monopole uni-planaire s'explique par les technologies de réalisation utilisées par le projet GIANTE qui favorisent une impression sur un seul côté du substrat. L'antenne est alimentée par une ligne de transmission en structure coplanaire (CPW en anglais). La structure de l'antenne est représentée sur la Fig. 2.1. La largeur de l'antenne est W et sa longueur est L . La piste centrale de la ligne de transmission de longueur d est la prolongation de l'antenne. Elle est entourée par deux parties rectangulaires qui constituent le plan de masse. La distance entre la piste centrale et le plan de masse est g . La largeur de chaque plan de masse est ℓ . Afin d'étudier les caractéristiques du monopole, nous avons d'abord utilisé le substrat rigide RO4003 qui présente de faibles pertes comme le montre le

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

Tab. 2.1. Les substrats souples seront utilisés plus tard dans l'étude. Le monopole a été optimisé avec le simulateur électromagnétique 3D commercial CST Microwave Studio pour être connecté à un câble coaxial d'impédance caractéristique 50Ω . Pour simuler cela, un port guide d'onde est placé au début de la ligne de transmission afin d'exciter l'antenne. Les dimensions du monopole déposé sur du Rogers RO4003 ainsi obtenues sont résumées dans le Tab. 2.2.

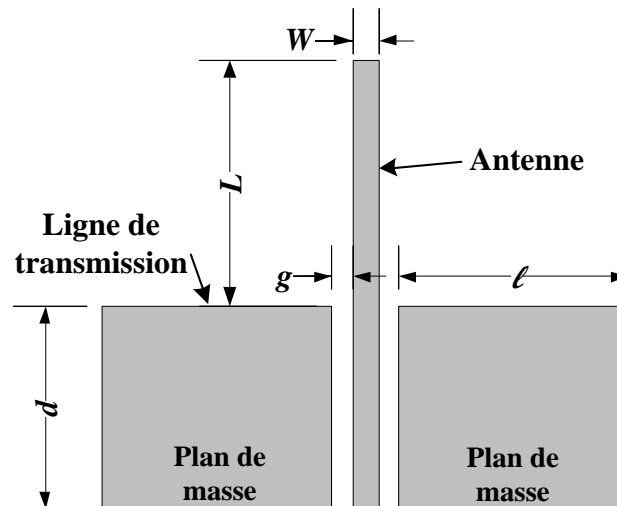


Fig. 2.1 : Structure du monopôle.

Tab. 2.1 : Caractéristiques des substrats utilisés dans l'étude

Matériau	Epaisseur (μm)	Permittivité (ϵ_r)	Tan (δ)
Film en Polyéthylène Terephthalate (PET)	125	3,5	0,006
Film en Polyamide (PI)	125	3,64	0,01
Tissu en Nomex	850	2,2	0,016
Tissu en Polyuréthane (PU)	524	1,48	0,033
Tissu du Gilet balistique	425	2,2	0,024
Tissu du pack	192	2,8	0,057
Rogers RO4003	500	3,55	0,0027

Tab. 2.2 : Dimensions du monopole déposé sur du RO4003

Paramètre	W	L	g	d	ℓ
Valeur (mm)	3,2	30,04	0,2	25	28,2

Le monopole a été réalisé avec du cuivre d'épaisseur 18 μm par lithographie qui est la technologie de réalisation conventionnelle des cartes imprimées. Le coefficient de réflexion du monopole en espace libre a été mesuré puis comparé avec le résultat obtenu en simulation. D'après la Fig. 2.2, les résultats de mesure et de simulation sont très proches. La fréquence de résonance mesurée est 2,09 GHz. Elle est décalée de 1% vers les hautes fréquences par rapport à la fréquence de résonance obtenue en simulation (2,06 GHz). Cependant, la bande de fréquence cible est couverte par la bande-passante à -10 dB du monopole. Sa valeur mesurée est de 19%. Par ailleurs, le monopole présente une très bonne adaptation. En mesure, elle atteint -30 dB comme en simulation.

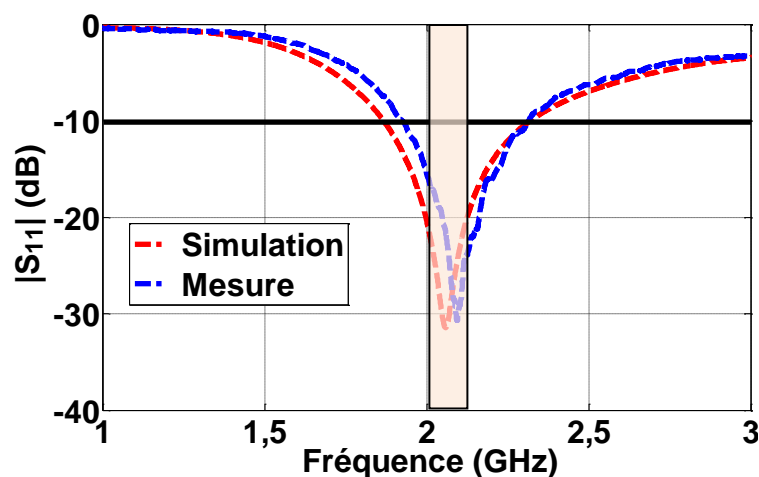


Fig. 2.2 : Coefficient de réflexion du monopole déposé sur du RO4003. La bande transparente représente la bande-passante voulue.

Le diagramme de rayonnement du monopole en espace libre a été également mesuré puis comparé avec le résultat obtenu en simulation. La mesure a été effectuée dans la chambre anéchoïque du LCIS. D'après la Fig. 2.3, les résultats de mesure et de simulation sont très proches. Le monopole présente un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Le gain mesuré (2 dBi) est identique au gain obtenu en simulation.

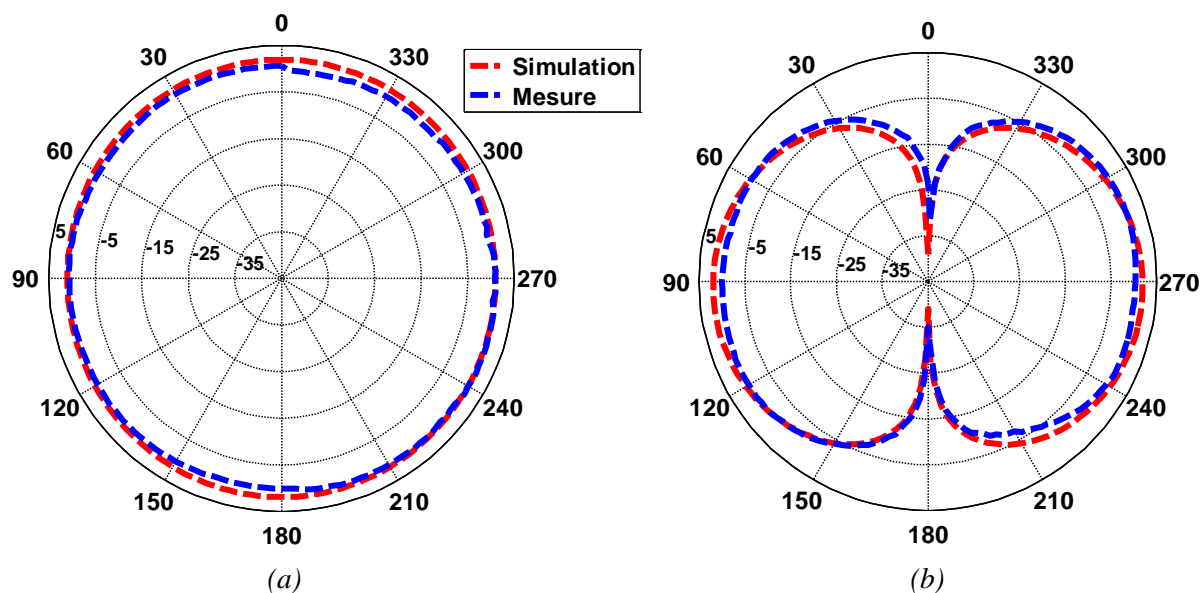


Fig. 2.3 : Diagramme de rayonnement du monopole déposé sur du RO4003. (a) Plan H. (b) Plan E.

Les résultats de l'étude sur le monopole uni-planaire déposé sur du RO4003 montrent que le monopole a de bonnes performances en espace libre. Cependant, l'antenne GIANTE sera déposée sur un substrat souple (tissu ou film) dont les propriétés électromagnétiques sont moins bonnes que celles du RO4003 (Tab. 2.1) à pertes plus élevées. Ainsi, nous allons étudier par la suite les performances du monopole imprimé sur un substrat souple.

2.2.2 Etude de la variation de l'épaisseur et de la conductivité du matériau conducteur

Il est bien connu que les performances des circuits RF sont fortement liées à la conductivité σ et à l'épaisseur t du matériau conducteur. En effet, pour minimiser les pertes dans le matériau conducteur, t doit être supérieur à l'épaisseur de peau δ (3.1). Nous allons étudier, dans cette section, les performances du monopole déposé sur un substrat souple lorsque t est inférieur à δ . Ce cas pourrait apparaître lors de la réalisation des circuits RF imprimés sur un substrat souple avec les technologies de réalisation comme l'impression jet d'encre (cf. 2.3) et l'impression par sérigraphie (cf. 2.4).

Nous avons effectué des études paramétriques dont les variables d'étude sont : t et σ . Le substrat utilisé est le film plastique souple polyéthylène terephthalate (PET) d'épaisseur 125 μm . Le PET a été caractérisé au LCIS avec une cavité résonante. Les propriétés obtenues ainsi que celles d'autres substrats sont résumées dans le Tab. 2.1. Le monopole est optimisé avec un matériau conducteur parfait qui va servir de référence pour l'étude. Les dimensions du monopole déposé sur du PET ainsi obtenues sont résumées dans le Tab. 2.3. Nous avons

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

ensuite varié t et σ respectivement dans les intervalles : $[0,25 - 2] \mu\text{m}$ et $[1 \cdot 10^6 - 11 \cdot 10^6] \text{ S/m}$, où t est inférieur à δ .

Afin de prendre en compte l'épaisseur de peau dans la simulation, le matériau conducteur est défini comme un diélectrique ayant une épaisseur t et une conductivité σ . Cependant, ceci augmente de manière très importante le temps de calcul. Pour la plateforme de calcul « Dell PowerEdge » ayant deux CPU « Intel Xeon X5650 » à 6 cœurs et 64 Go de RAM, le temps de calcul pour une seule simulation (exemple : $t = 1 \mu\text{m}$ et $\sigma = 2 \cdot 10^6 \text{ S/m}$) sous CST Microwave studio est 15,5 heures.

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} \quad (3.1)$$

Tab. 2.3: Dimensions du monopole déposé sur du PET d'épaisseur $125 \mu\text{m}$

Paramètre	W	L	g	d	ℓ
Valeur (mm)	3,2	31,78	0,157	25	28,24

La Fig. 2.4 montre que la fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences lorsque t et σ diminuent. Elle tend vers 2,08 GHz, la fréquence de résonance du monopole ayant un matériau infiniment conducteur, quand t et σ sont élevés.

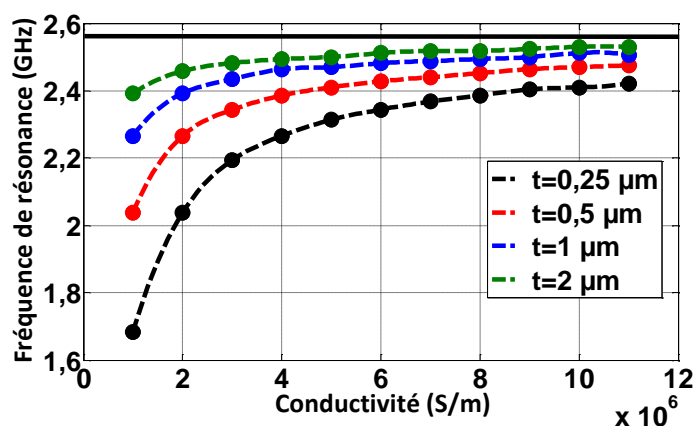


Fig. 2.4 : Evolution de la fréquence de résonance du monopole déposé sur du PET en fonction de l'épaisseur et la conductivité du matériau conducteur.

En outre, d'après la Fig. 2.5, l'efficacité de rayonnement (rapport entre la puissance rayonnée et la puissance absorbée par l'antenne) du monopole diminue lorsque t et σ diminuent. Par contre, elle tend vers l'efficacité de rayonnement du monopole ayant un

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

matériau conducteur parfait (99%) quand t et σ sont élevés. L'efficacité de rayonnement est très faible lorsque t est très petit devant δ . Pour une épaisseur de matériau conducteur de 2 μm , σ doit être au moins égal à $7 \cdot 10^6$ S/m pour avoir une efficacité de rayonnement égale à 90%. Si t vaut 1 μm , σ doit être supérieur à $11 \cdot 10^6$ S/m pour avoir une efficacité de rayonnement égale à 90%. A titre d'exemple, la conductivité du cuivre est de $59,6 \cdot 10^6$ S/m.

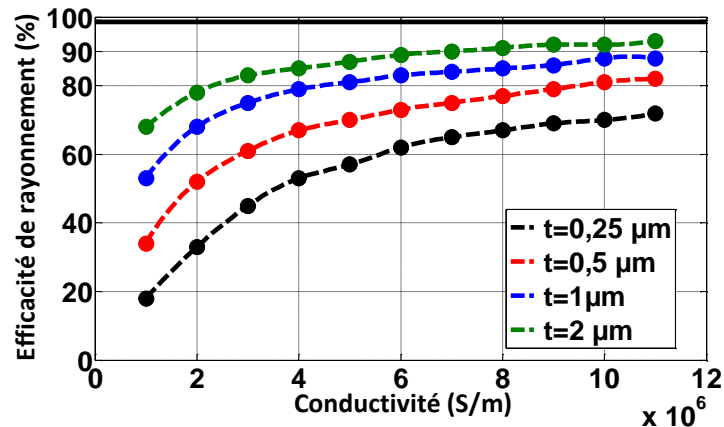


Fig. 2.5 : Evolution de l'efficacité du monopole déposé sur du PET en fonction de l'épaisseur et la conductivité du matériau conducteur.

En résumé, une réduction de la conductivité ou de l'épaisseur du matériau conducteur engendre un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences et une baisse de l'efficacité. La variation de la fréquence de résonance peut être corrigée en réduisant la longueur du monopole. Par contre, la baisse d'efficacité ne peut pas être compensée.

2.2.3 Etude de la sensibilité du monopole

Afin de prédire les modifications des caractéristiques du monopole dues à la tolérance de fabrication, une étude de sensibilité est nécessaire. Pour cela, une conception théorique du monopole sur un tissu en Nomex d'épaisseur 1,7 mm a été faite. Le tissu a été caractérisé au LCIS avec une cavité résonante, voir le Tab. 2.1. Le matériau conducteur utilisé en simulation a une conductivité de $2,7 \cdot 10^7$ S/m et une épaisseur de 1 μm . Après une étape d'optimisation, le monopole résonne à 2,06 GHz avec une adaptation de - 67 dB. Les dimensions du monopole sont résumées dans le Tab. 2.4.

Tab. 2.4 : Dimensions du monopole déposé sur du tissu en Nomex

Paramètre	W	L	g	d	ℓ
Valeur (mm)	3,39	29,4	0,16	25	28,14

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

Nous avons ensuite effectué une étude de sensibilité du monopole par simulation. Chaque paramètre a alors été varié sur un faible intervalle Δ .

D'après la Fig. 2.6, la fréquence de résonance et l'adaptation du monopole sont sensibles à une variation du g . Lorsque g varie de 60 μm , soit 37,5%, la fréquence de résonance du monopole a une variation de 1%, ce qui est faible, mais son adaptation passe de -67 dB à -20 dB. Notons que cette valeur est encore acceptable. Puisque c'est un des paramètres les plus critiques avec l'impression jet d'encre, ces résultats sont encourageants. La Fig. 2.7 montre que la bande-passante cible est toujours couverte par la bande passante du monopole. Une variation de $\pm 12\%$ de g , soit une variation de $\pm 20 \mu\text{m}$, entraîne une variation de la fréquence de résonance de moins de 1% avec une bonne adaptation de -30 dB.

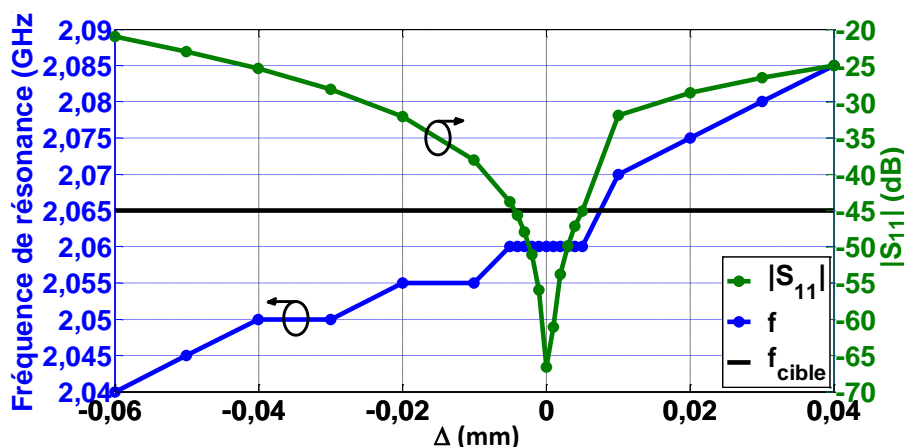


Fig. 2.6 : Evolution de la fréquence de résonance et de l'adaptation du monopole déposé sur du tissu en Nomex en fonction de g .

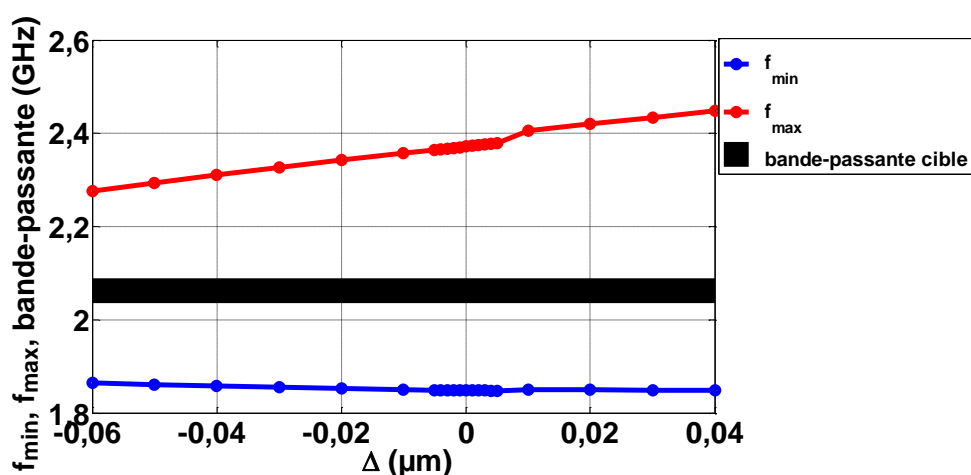


Fig. 2.7: Evolution de la bande passante du monopole déposé sur du tissu en Nomex en fonction de g .

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

Par ailleurs, d'après la Fig. 2.8, l'efficacité de rayonnement du monopole, qu'elle soit calculée à la fréquence de résonance ou à la fréquence cible (2,06 GHz), n'est pas sensible à une variation de g .

Les résultats de l'étude sur les autres paramètres montrent que les caractéristiques du monopole ne sont pas sensibles à une faible variation de W , L , d et ℓ .

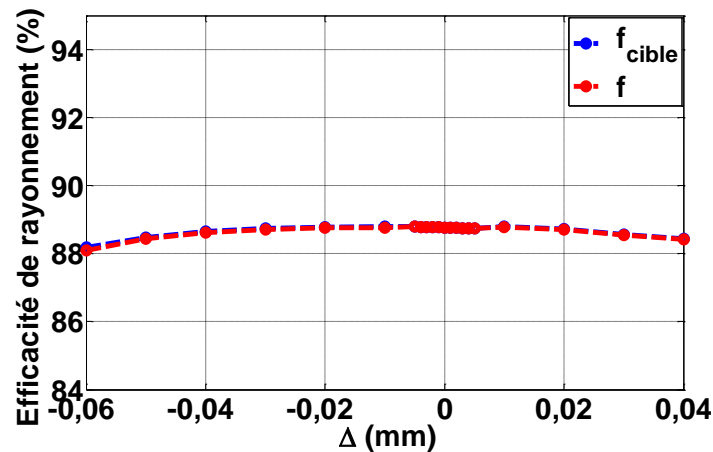


Fig. 2.8 : Evolution de l'efficacité de rayonnement du monopole déposé sur du tissu en nomex en fonction de g .

En conclusion, les résultats de l'étude sur la sensibilité du monopole ont montré que le paramètre le plus critique est g . Une tolérance de fabrication de $\pm 12\%$ sur g est acceptable.

2.2.4 Etude sur la déformation du monopole

Un paramètre à connaître pour éventuellement le prendre en compte dans la conception est la flexibilité du substrat. Lorsque le gilet intégrant l'antenne est porté par un utilisateur, l'antenne va prendre la forme du corps. Elle présentera donc une déformation par rapport à son état d'origine : plane. Il est donc nécessaire d'étudier le comportement du monopole lorsqu'il présente des déformations. Le substrat utilisé dans l'étude est le PET d'épaisseur $500\ \mu\text{m}$ tandis que le matériau conducteur est un conducteur parfait. Après l'étape d'optimisation, le monopole résonne à 2,046 GHz avec une adaptation de -44 dB. Les dimensions du monopole ainsi obtenues sont résumées dans le Tab. 2.5.

Tab. 2.5 : Dimensions du monopole déposé sur du PET d'épaisseur $500\ \mu\text{m}$

Paramètre	W	L	g	d	ℓ
Valeur (mm)	3,2	30,58	0,19	25	28,21

2.2.4.1 Monopole courbé

Le premier type de déformation étudié est la courbure du monopole comme le montre la Fig. 2.9. Ce type de déformation correspond à la déformation du monopole lorsqu'il est placé, par exemple, au niveau du bras ou de l'abdomen. Pour le monopole placé au niveau du bras, la déformation est modélisée par une courbure du monopole dans le plan H . Pour le cas du monopole placé au niveau de l'abdomen, la déformation est modélisée par une courbure du monopole dans le plan E .

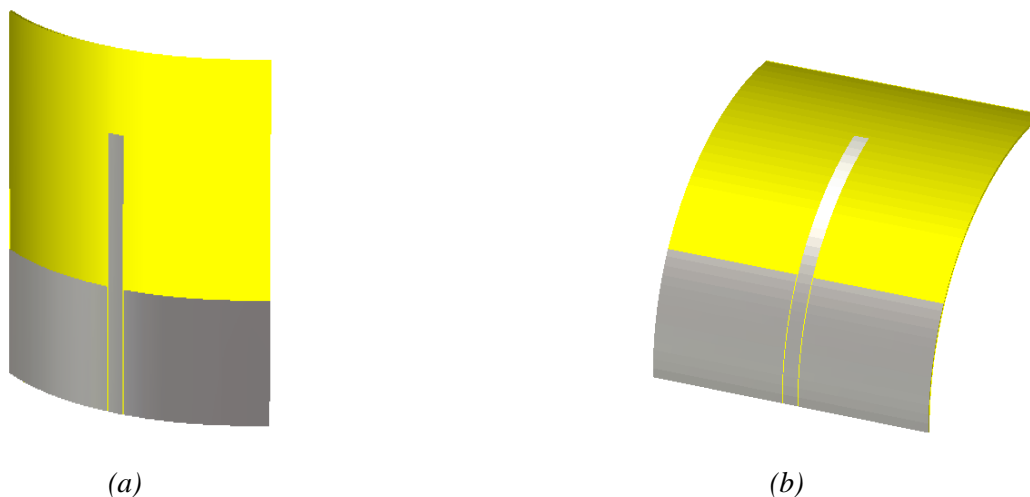


Fig. 2.9 : Structure du monopole courbé. (a) Plan H . (b) Plan E .

Une étude paramétrique par simulation a été effectuée. La variable d'étude est le rayon de courbure du substrat. Les résultats obtenus sont résumés dans le Tab. 2.6. L'efficacité de rayonnement demeure égale à 99% pour toutes les courbures étudiées. Les résultats montrent que la courbure dans le plan H a un très faible impact sur les caractéristiques du monopole. Pour les rayons de courbure supérieurs ou égaux à 5 cm, la fréquence de résonance n'est décalée que de 7 MHz (0,3%) au maximum vers les hautes fréquences et la bande-passante à -10 dB n'est élargie que de 0,5% dans le pire des cas. L'adaptation est dégradée au plus de 6 dB mais elle est toujours inférieure ou égale à -38 dB. Cette insensibilité à la courbure du monopole dans plan H est intuitivement attendue du fait de la faible largeur de la piste rayonnante du monopole. L'effet capacitif entre ce dernier et le plan de masse est faible. Cependant, le décalage de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences indique une apparition de capacités en série.

Pour une courbure dans le plan E , la fréquence de résonance est décalée au plus de 14 MHz (0,6%) vers les hautes fréquences et la bande-passante à -10 dB est réduite de 2,5% au

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

maximum pour les rayons de courbures supérieurs à 2,5 cm. Cependant, l'adaptation est plus affectée par des rayons de courbure inférieurs à 3 cm. Pour les rayons de courbure supérieurs ou égaux à 6 cm, l'adaptation n'est dégradée que de 6 dB. Elle chute rapidement après. Cette valeur de 3 cm est cependant petite devant le rayon de courbure d'un bras d'un homme adulte.

Tab. 2.6 : Performances du monopole déposé sur du PET d'épaisseur 500 μm et courbé dans les plans E et H

Déformation	Rayon de courbure (cm)	f (GHz)	S11 (dB)	Bande passante (%)
Monopole à plat	∞	2,046	-44	18,82
Courbure dans le Plan H	50	2,047	-43	18,84
	20	2,049	-43	18,84
	10	2,049	-41	18,92
	5	2,053	-38	19,24
Courbure dans le Plan E	20	2,047	-38	18,77
	10	2,047	-38	18,96
	6	2,050	-38	18,81
	3	2,056	-28	17,38
	2.5	2,061	-23	16,37

2.2.4.2 Monopole froissé

Le deuxième type de déformation étudiée est le froissement du monopole comme le montre la Fig. 2.10. D'après les précédents résultats, la courbure dans le plan E est celle qui a le plus d'impact sur les caractéristiques du monopole. Par conséquent, seul le froissement du monopole dans le plan E est considéré dans cette étude.

Une telle déformation complexe a été modélisée par une variation sinusoïdale :

$$z = \frac{A}{\lambda_d} \cos\left(\frac{2\pi y}{\lambda_d}\right) \quad (3.2)$$

Le paramètre A est liée à l'amplitude de la déformation, et λ_d est la période de la déformation. Pour l'étude, A a été fixé arbitrairement à 50 cm^2 . Le seul paramètre qui varie est λ_d .

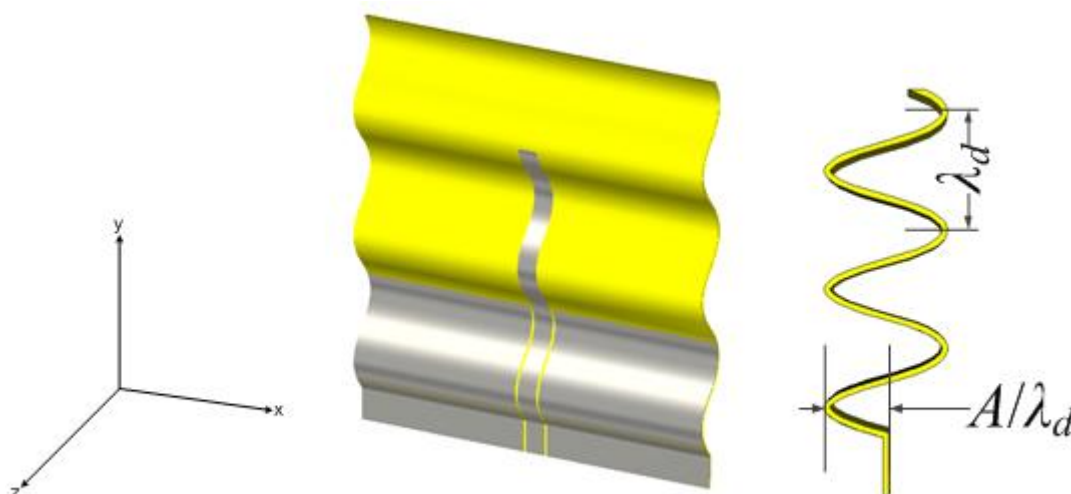


Fig. 2.10 : Structure du monopole froissé.

Les résultats de simulation sont donnés dans le Tab. 2.7. Ils montrent que la largeur de la bande passante est acceptable jusqu'à λ_d égale à 2 cm. Par rapport au monopole non déformé, le coefficient de réflexion est dégradé de 23 dB mais son niveau (-21 dB) demeure satisfaisant pour un bon fonctionnement du monopole. La fréquence de résonance est décalée de 133 MHz (6%) vers les hautes fréquences comme le montre la Fig. 2.11. Cependant, pour λ_d inférieur à 2 cm, les modifications sont beaucoup plus importantes et le monopole ne fonctionne plus correctement. Par ailleurs, comme dans le cas de la courbure, l'efficacité de rayonnement n'est pas impactée par le froissement du monopole à l'intérieur de l'intervalle étudié.

Tab. 2.7 : Performances du monopole déposé sur du PET d'épaisseur 500 μm et froissé

λ_d (cm)	Amplitude (cm)	$ S_{11} $ (dB)	Bande passante (%)
Monopole à plat	0	-44	18,82
4	1,25	-32	19,5
3	1,66	-23	18,8
2	2,5	-21	18
1	5	-11	7

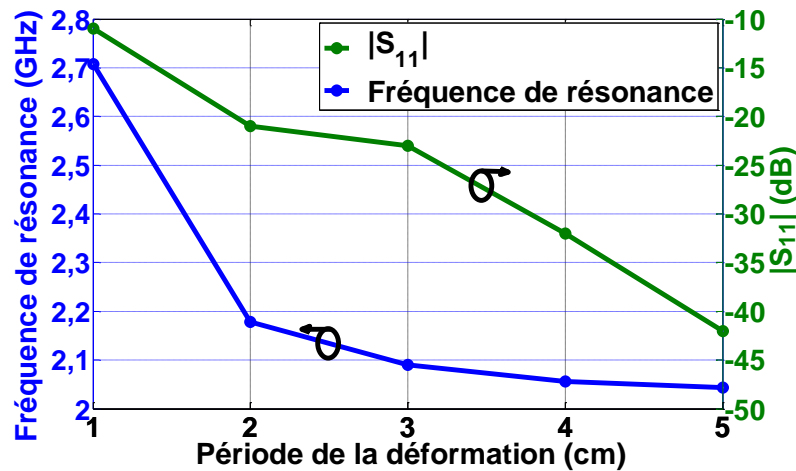


Fig. 2.11 : Variation de la fréquence de résonance et de l'adaptation du monopole déposé sur du tissu en PET d'épaisseur 500 μm en fonction de la période de déformation du substrat.

2.2.4.3 Monopole froissé et courbé

Le dernier type de déformation qui a été étudiée est la combinaison de la courbure et du froissement du monopole. Ceci représente des situations réalistes où le monopole est placé sur un manchon près du coude ou sur un pantalon près des hanches. Si le monopole est orienté le long du bras ou de la jambe, la courbure est dans le plan H et le froissement est dans le plan E comme le montre la Fig. 2.12. Pour l'étude, le rayon de courbure a été fixé à 10 cm et la période de déformation à 2 cm. La Fig. 2.13 montre le coefficient de réflexion des trois déformations différentes :

- monopole courbé dans le Plan H ;
- monopole froissé dans le Plan E ;
- monopole courbé dans le Plan H et froissé dans le Plan E .

Les résultats montrent que la réponse du monopole courbé dans le plan H et froissé dans le plan E est très proche de celle du monopole uniquement froissé dans le plan E . Ceci montre que les modifications des caractéristiques du monopole sont dues principalement au froissement. Ceci est intuitivement attendu du fait que les modifications apportées par la courbure dans le plan H ne sont pas significatives.

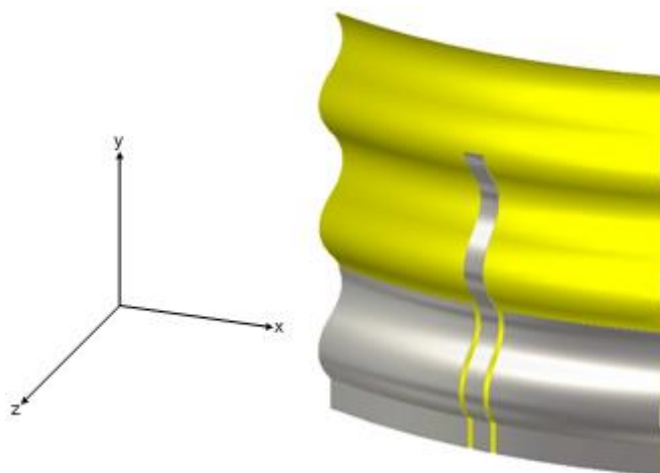


Fig. 2.12 : Structure du monopole froissé et courbé dans le Plan H.

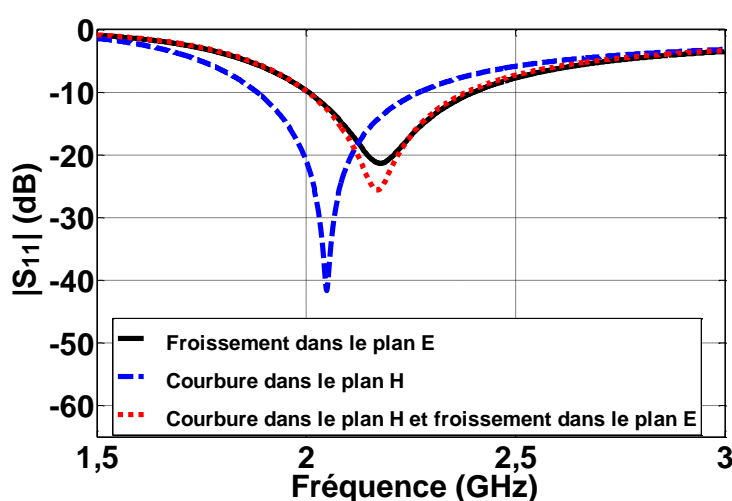


Fig. 2.13 : Coefficient de réflexion pour trois déformations différentes.

Cette étude paramétrique montre que le monopole déposé sur un substrat souple peut avoir de bonnes performances même s'il est déformé en s'adaptant à la forme du corps humain. Aucune adaptation ne serait nécessaire. Cependant, lorsqu'il présente des froissements très importants, ses caractéristiques sont fortement modifiées et il peut ne plus fonctionner correctement. Les situations où ceci pourrait apparaître devraient être évitées, par exemple, en rigidifiant localement la partie du tissu sur laquelle le monopole est déposé.

2.3 Impression jet d'encre sur un substrat souple

2.3.1 Principe de la technologie jet d'encre

La technologie d'impression par jet d'encre est un procédé d'impression d'écriture directe permettant d'éjecter un fluide et ainsi de réaliser des dépôts de matière sans contact. Parmi les différentes techniques d'impression jet d'encre, celle utilisée est basée sur la goutte

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

à la demande ou « Drop On Demand (DOD) » pour éjecter un fluide. Comme son nom l'indique, cette technique permet de générer une goutte à la fois, ce qui engendre une vitesse d'exécution faible, mais qui permet une bonne qualité d'impression grâce à un volume de goutte mieux contrôlé et une goutte mieux positionnée. Le procédé DOD est actionné par le contrôle d'éléments piézoélectriques (PZT) constituant les parois des buses. Ces dernières se déforment sous l'action d'un champ électrique engendrant l'éjection du fluide (voir Fig. 2.14).

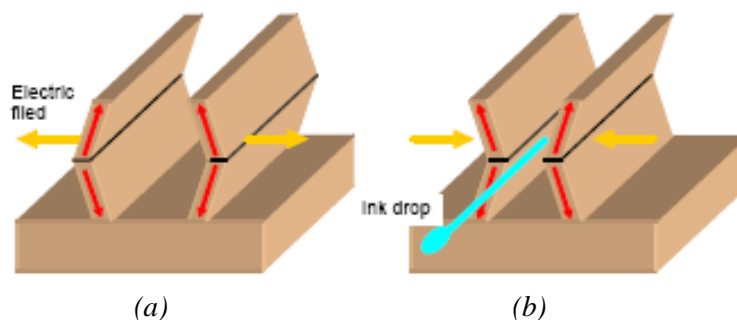


Fig. 2.14 : Schéma de principe de l'impression jet d'encre. (a) Ouverture du PZT. (b) Contraction du PZT conduisant à l'éjection de l'encre. La figure a été tirée d'un document spécifique de ARDEJE.

La déformation des buses est contrôlée par un signal électrique qui peut être modulé en temps et en amplitude. Comme on peut le voir sur la Fig. 2.15, une forme d'onde se décompose en fonction du temps de la façon suivante :

- t_1 : ouverture du PZT et séparation des deux parois pour réaliser un appel d'encre.
- t_2 : stabilisation et retour à l'état initial du PZT pour bloquer l'encre dans les buses (buse pleine).
- t_3 : contraction du PZT et rapprochement des deux parois pour éjecter l'encre.
- t_4 : relaxation et retour à l'état initial du PZT (buse vide).

Selon la valeur donnée à chaque temps caractéristique (t_1 , t_2 , t_3 et t_4), l'éjection des gouttes sera différente. La forme d'onde régit les propriétés de l'impression.

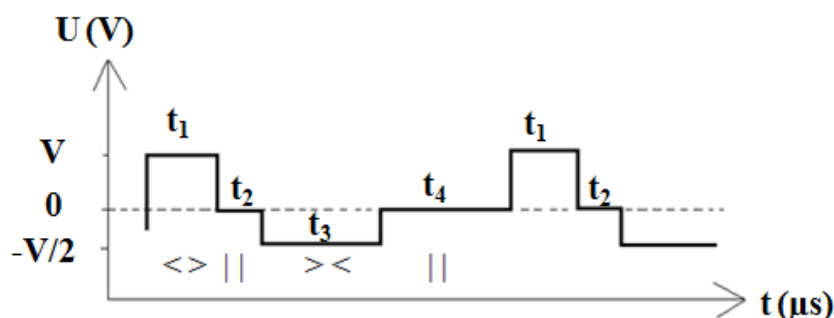


Fig. 2.15 : Exemple de forme d'onde.

La technologie de réalisation de circuit par impression jet d'encre est un gain conséquent en termes de temps et de coût de fabrication par rapport à la photolithographie. C'est devenue actuellement une technologie très attractive pour la réalisation des antennes et des circuits RF notamment sur les substrats souples comme les papiers [1]–[8] et les films plastiques [9]–[22]. Récemment, des antennes sur tissu ont été réalisées par impression jet d'encre [23]–[25]. Utiliser cette technologie pour la réalisation de l'antenne GIANTE peut rendre le produit très compétitif sur le marché. Cependant, les performances de cette technologie dépendent du type de substrat utilisé. Afin d'évaluer les performances de cette technologie, nous avons caractérisé des circuits RF réalisés sur des substrats souples par impression jet d'encre. L'encre utilisée est à base de nanoparticules d'argent. Les réalisations ont été faites par la société valentinoise ARDEJE.

2.3.2 Monopoles réalisés par impression jet d'encre

Avant de réaliser les circuits RF, une étape de conception par simulation est requise afin de pouvoir faire une comparaison entre les résultats de mesure et de simulation. Cependant, la connaissance des caractéristiques électriques des pistes conductrices est indispensable pour la conception.

2.3.2.1 Caractérisation de l'épaisseur et la conductivité d'une piste conductrice

Nous avons reçu, de la part de ARDEJE, des échantillons de pistes conductrices de largeur 50 μm imprimées sur du PET d'épaisseur 125 μm . L'épaisseur de dépôt de chaque motif a été mesuré au Centre Interuniversitaire de MicroElectronique et nanotechnologies (CIME) de Grenoble avec un profilomètre.

Un problème rencontré lors de la mesure est dû au fait que le substrat est un matériau souple, la contrainte exercée par la pointe du profilomètre crée une courbure du substrat. Un exemple de profil de mesure est montré sur la Fig. 2.16.

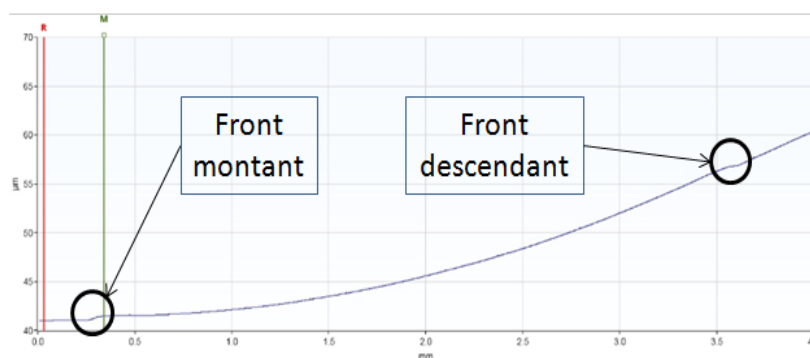


Fig. 2.16 : Profil de mesure d'épaisseur obtenu avec un profilomètre.

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

La technique classique pour annuler la pente introduite par le profilomètre est le redressement linéaire du profil de mesure. La Fig. 2.17 montre un profil de mesure obtenu avec un motif imprimé sur du PET après un redressement linéaire. La courbure n'a pas disparu, mais les points correspondant aux fronts montant et descendant sont au même niveau.

D'après le résultat obtenu, l'épaisseur de la piste conductrice n'est pas homogène. Un creux apparaît au centre de la piste. Il existe alors deux niveaux d'épaisseurs différentes : E_1 et E_2 . Plusieurs pistes ont été caractérisées et donnent les mêmes profils de mesure. D'après les résultats des mesures effectuées, la valeur moyenne de E_1 est $2 \pm 0,2 \mu\text{m}$ et celle de E_2 est $1 \pm 0,1 \mu\text{m}$. Vu que E_2 est inférieur à E_1 , nous avons considéré E_2 comme épaisseur de dépôt de piste conductrice par impression jet d'encre.

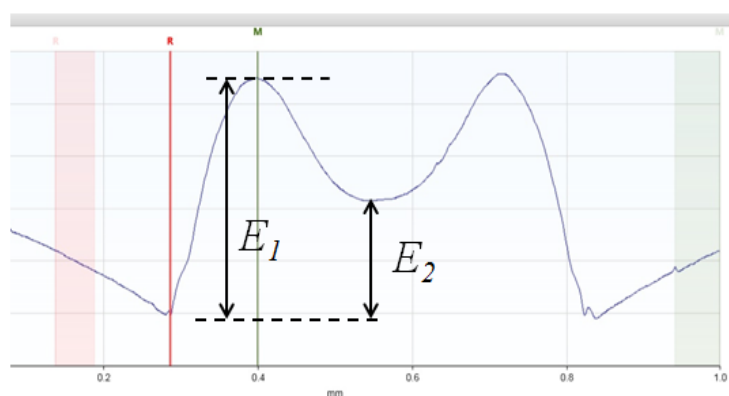


Fig. 2.17 : Profil de mesure d'épaisseur obtenu avec un profilomètre après un redressement linéaire.

Nous avons ensuite caractérisé la conductivité du dépôt d'encre conductrice par jet d'encre sur les substrats PET, polyamide (PI) et le tissu en polyuréthane (PU) (Tab. 2.1). Le PI et le tissu PU ont été caractérisés au LCIS avec une cavité résonante. La mesure de la conductivité du dépôt d'encre conductrice a été effectuée avec la technique de mesure quatre pointes en considérant l'épaisseur du dépôt égale $1 \mu\text{m}$. D'après les résultats de mesure, le meilleur résultat est obtenu avec le substrat PI. La valeur de la conductivité est $2 \cdot 10^7 \text{ S/m}$. Elle est plus faible que celle de l'argent massif ($6,3 \cdot 10^7 \text{ S/m}$) mais est de même ordre de grandeur. Avec le PET, la valeur de la conductivité est moins bonne. Elle vaut $4 \cdot 10^6 \text{ S/m}$. Cette différence s'explique par la différence entre les températures de recuit. En effet, le PI a une résistance à la température meilleure que le PET. Il peut être alors chauffé à une température plus élevée que le PET. Or, d'après la Fig. 2.18, la résistivité diminue lorsque la température de recuit augmente. Le tissu PU a la moins bonne conductivité ($2,5 \cdot 10^6 \text{ S/m}$) à cause de sa température de recuit limitée par rapport aux deux substrats précédents.

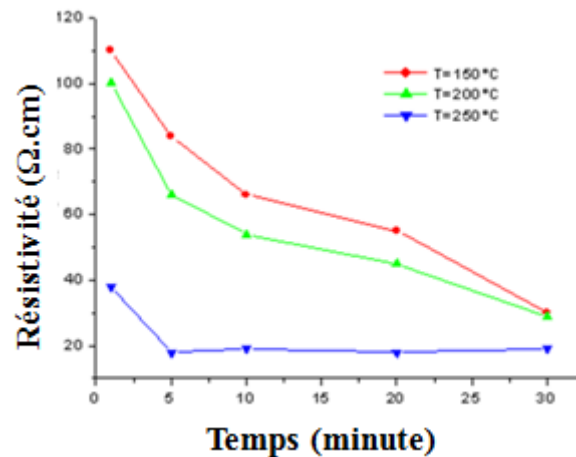


Fig. 2.18 : Evolution de la résistivité du dépôt d'encre d'argent par impression jet d'encre. La figure a été tirée d'un document spécifique de ARDEJE.

Dans la suite de l'étude, les valeurs expérimentalement obtenues de l'épaisseur et de la conductivité seront utilisées dans les simulations.

2.3.2.2 Monopole imprimé sur du PI

D'abord, une conception du monopole imprimé sur du PI a été faite. Après une étape d'optimisation, le monopole résonne à 2,06 GHz avec une adaptation de -20 dB. Les dimensions du monopole sont résumées dans le Tab. 2.8. Le monopole a été ensuite réalisé par ARDEJE par impression jet d'encre et a été caractérisé au LCIS.

Tab. 2.8 : Dimensions du monopole déposé sur du PI.

Paramètre	W	L	g	d	ℓ
Valeur (mm)	3,2	25,08	0,25	25	28,15

Un port connecteur 50 Ω a été collé sur le monopole à l'aide d'une colle conductrice car la technique de soudure n'est pas adaptée ici. D'après la Fig. 2.19, la fréquence de résonance mesurée est 2,26 GHz. Elle est décalée de 200 MHz (10%) vers les hautes fréquences par rapport à celle obtenue par simulation (2,06 GHz). Ceci pourrait provenir d'un problème de connectique. En effet, la colle a été placée sur le connecteur SMA (Sub Miniature version A) et le monopole à la main. Ceci pourrait donc modifier l'impédance du monopole, et donc sa fréquence de résonance. Ce décalage pourrait également provenir d'une variation de g au niveau de la fabrication qui est supérieure à la tolérance définie précédemment (2.2.3). En effet, la valeur de g est tellement faible qu'il est très compliqué de maîtriser l'étalement de

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

l'encre pour éviter un court-circuit entre la piste centrale de la ligne de transmission et le plan de masse. Cependant, les variations du niveau d'adaptation et de la bande passante ne sont pas significatives et la bande passante cible est toujours couverte.

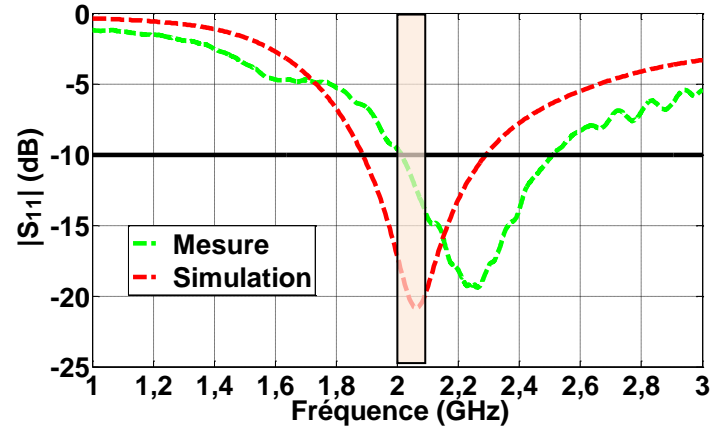


Fig. 2.19 : Coefficient de réflexion du monopole déposé sur du PI.

Le diagramme de rayonnement du monopole a été également mesuré à la fréquence de résonance obtenue en simulation. D'après la Fig. 2.20 le monopole a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Cependant, son gain mesuré est 0,3 dBi tandis que celui obtenu en simulation est 2 dBi. Cette différence de 2 dB pourrait provenir de l'épaisseur de dépôt inférieure à celle utilisée en simulation. En effet, même si la conductivité est relativement bonne, les pertes demeurent considérables si l'épaisseur n'est pas suffisante. Afin de valider cette hypothèse, l'épaisseur du monopole a été mesurée au CIME. Les résultats obtenus ont montré que l'épaisseur est inférieure à 1 μm .

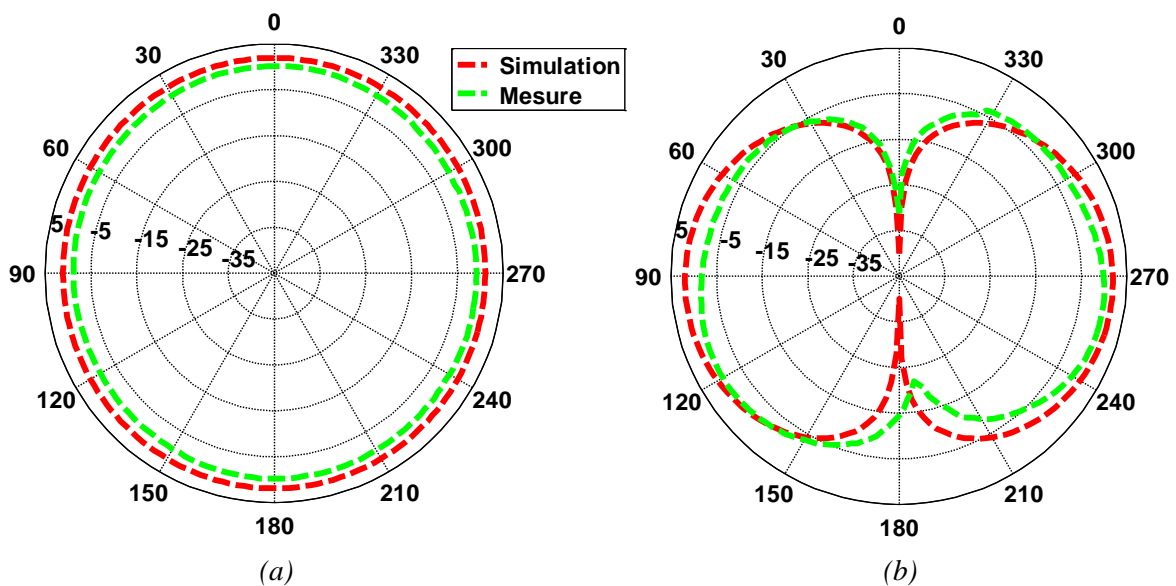


Fig. 2.20 : Diagramme de rayonnement du monopole déposé sur du PI. (a) Plan H. (b) Plan E.

2.3.2.3 Monopole imprimé sur du PET

Une réalisation du monopole imprimé par jet d'encre sur du PET d'épaisseur 125 μm (Tab. 2.3) a aussi été faite par ARDEJE. Le monopole a été ensuite caractérisé au LCIS. La Fig. 2.21 montre les coefficients de réflexion mesuré et simulé du monopole. La fréquence de résonance mesurée est 1,9 GHz. Elle est décalée de 150 MHz (7%) vers les basses fréquences par rapport à celle obtenue en simulation (2,05 GHz). Cependant, les variations du niveau d'adaptation et de la bande passante ne sont pas significatives et la bande passante cible est toujours couverte. Le diagramme de rayonnement du monopole a été également mesuré à la fréquence de résonance obtenue en simulation. Comme pour le cas du monopole imprimé sur du PI, le monopole a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel comme le montre la Fig. 2.22. Son gain mesuré est 0,7 dBi tandis que celui obtenu en simulation est 1,9 dBi. L'épaisseur du monopole a été également mesurée au CIME et les résultats obtenus ont montré que l'épaisseur est inférieure à 1 μm .

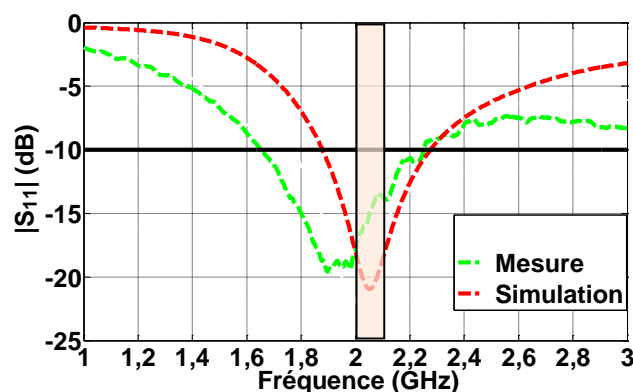


Fig. 2.21 : Coefficient de réflexion du monopole déposé sur du PET d'épaisseur 125 μm .

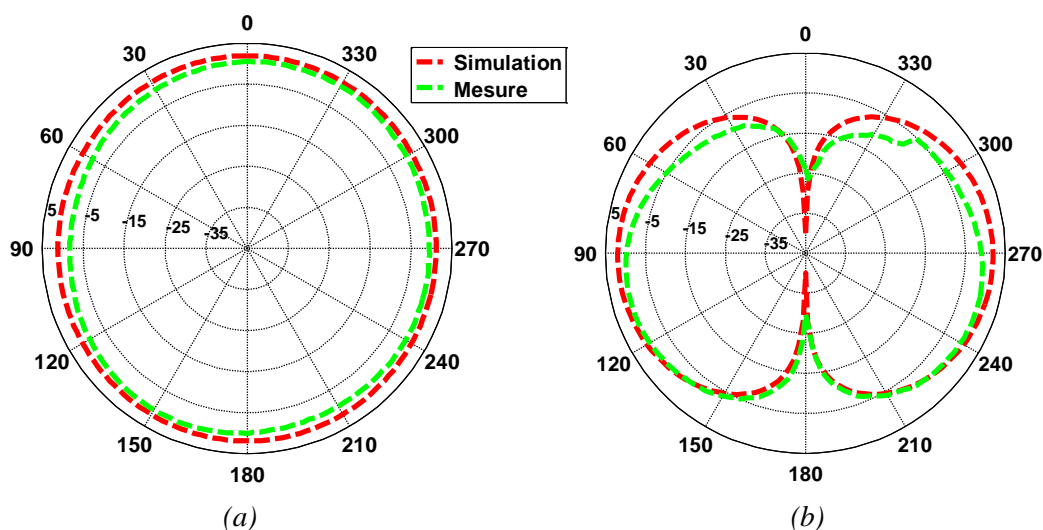


Fig. 2.22 : Diagramme de rayonnement du monopole déposé sur du PET d'épaisseur 125 μm . (a) Plan H. (b) Plan E.

2.3.2.4 Monopole imprimé sur du Tissu PU

Le monopole optimisé sur le substrat PI (Tab. 2.8) a ensuite été imprimé sur du tissu PU par ARDEJE sans aucune étape d'optimisation au niveau de la simulation. Quatre échantillons ont alors été réalisés par ARDEJE notés 1 à 4. Parmi ces quatre monopoles, c'est l'échantillon 4 qui a la plus grande valeur d'épaisseur de métallisation. Cette information a été fournie par ARDEJE. Les coefficients de réflexion des monopoles ont été mesurés. Les résultats sont montrés sur la Fig. 2.23.

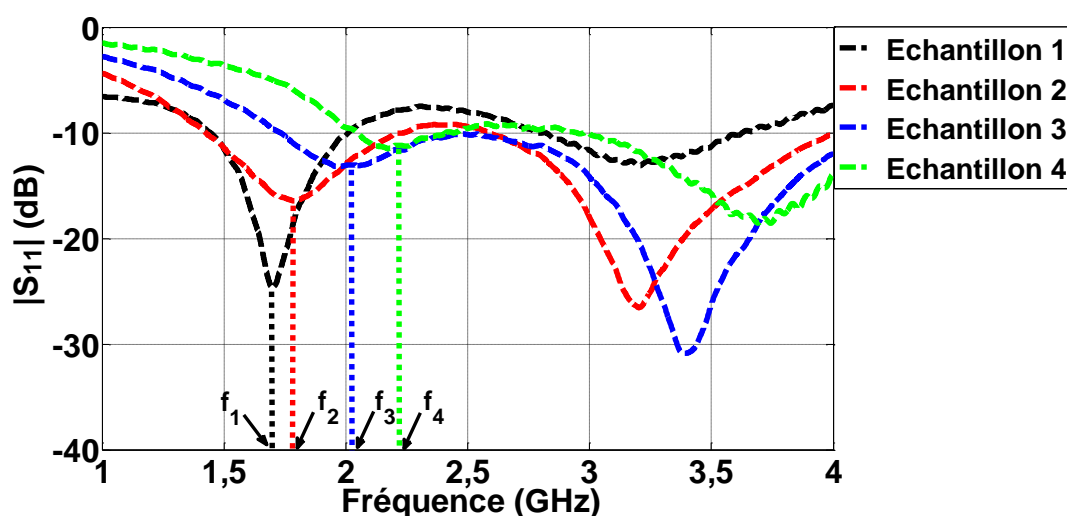


Fig. 2.23 : Coefficient de réflexion du monopole déposé sur du PU.

f_1 , f_2 , f_3 et f_4 sont les premières fréquences de résonance respectives des quatre échantillons. On remarque que : $f_1 < f_2 < f_3 < f_4$. Sachant que les dimensions des quatre monopoles sont quasiment identiques, on en déduit alors que l'échantillon 4 a la conductivité la plus élevée tandis que l'échantillon 1 a la moins élevée (cf. 2.2.2). Les gains des antennes 1 et 4 ont alors été mesurés. Les résultats de mesures aux fréquences f_1 et f_4 sont montrés sur la Fig. 2.24. On peut constater que le gain de l'échantillon 4 est plus élevé que celui de l'échantillon 1. Ceci confirme bien que l'échantillon 4 a une conductivité plus élevée que l'échantillon 1. Cependant, le gain obtenu avec l'échantillon 4 est faible, il est inférieur à -5 dBi.

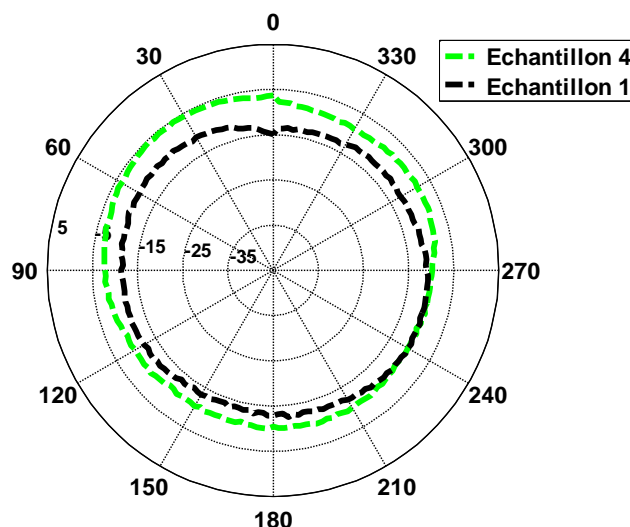


Fig. 2.24 : Diagramme de rayonnement dans le Plan H du monopole déposé sur du PU.

2.3.3 Lignes de transmission réalisées par impression jet d'encre

Une ligne de transmission en structure CPW a été optimisée sur du PI. La structure de la ligne est montrée sur la Fig. 2.25. Les dimensions de la ligne sont données dans le Tab. 2.9. La ligne a été ensuite réalisée par impression jet d'encre par ARDEJE. Nous avons alors reçu cinq lignes imprimées sur du PI dont deux sont des lignes recouvertes par une couche de vernis de protection, les trois autres sont des lignes nues. L'épaisseur de l'encre conductrice est d'environ 1 μm . Cette valeur a été fournie par ADEJE.

Tab. 2.9 : Dimensions de la ligne déposé sur du PI.

Paramètre	W	L	g	d
Valeur (mm)	3,5	50	0,18	28,07

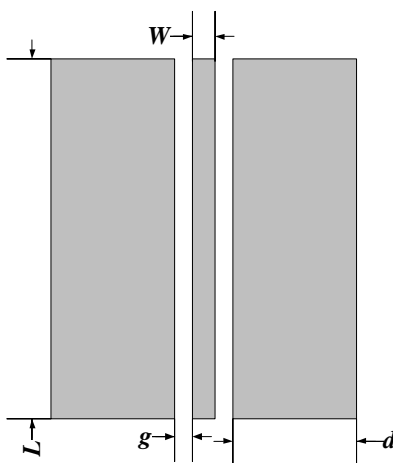


Fig. 2.25 : Structure de la ligne de transmission en structure CPW.

2.3.3.1 Caractérisation des lignes de transmission sans la couche de vernis

Les coefficients de réflexion (S_{11}) et de transmission (S_{21}) des lignes CPW nues ont été mesurés. Puis, les résultats ont été comparés avec les résultats obtenus en simulation. Afin de mettre en évidence l'effet des pertes par conduction, c'est-à-dire, les pertes dues au couple conductivité/épaisseur du matériau conducteur sur les propriétés des lignes, un matériau conducteur parfait (PEC) sans épaisseur a été utilisé en simulation. Cela permet de supprimer l'effet de peau quelle que soit la bande de fréquence. Le connecteur a également été pris en compte dans la simulation.

D'après la Fig. 2.26, les coefficients de réflexion des trois échantillons sont pratiquement identiques et inférieurs à -10 dB jusqu'à 5 GHz. Cependant, les fréquences de résonance mesurées sont décalées par rapport à celles obtenues en simulation. Ceci pourrait provenir :

- du couple conductivité/épaisseur qui est faible ;
- des variations du gap g entre la piste centrale et le plan de masse lors de la fabrication.

La Fig. 2.26 montre également que l'échantillon Gigante 1 a le meilleur coefficient de transmission parmi les trois échantillons nus. Ceci est normal car il a la plus faible résistance carrée ($0,076 \Omega/\square$) mesurée par ARDEJE parmi tous les échantillons reçus (six échantillons). Son coefficient de transmission est -1,40 dB à 2,06 GHz tandis que ceux des échantillons Gigante 2 et Gigante 3 sont respectivement : -1,64 dB et -1,67 dB. Il y a donc une différence de 0,24 dB entre Gigante 1 et Gigante 2 et 0,27 dB entre Gigante 1 et Gigante 3 sachant que les valeurs respectives des résistances carrées de Gigante 2 et Gigante 3 sont : $0,094 \Omega/\square$ et $0,11 \Omega/\square$. En supposant que les trois échantillons ont les mêmes épaisseurs, ceci permet d'affirmer que plus la résistance carrée est faible (conductivité est élevée), meilleur sera le coefficient de transmission.

En outre, le coefficient de transmission obtenu avec le PEC est -0,32 dB à 2,06 GHz. Il y a donc une différence de 1,08 dB entre le PEC et Gigante 1 sachant que l'épaisseur du matériau conducteur de Gigante 1 est d'environ $1 \mu\text{m}$. Cette différence peut être réduite si le couple conductivité/épaisseur est assez élevé tel que l'épaisseur de peau autour de 2,06 GHz soit au moins égale à l'épaisseur du matériau conducteur. En supposant que la résistance carrée reste constante, il serait intéressant de voir les performances de la ligne avec une épaisseur supérieure à $1 \mu\text{m}$.

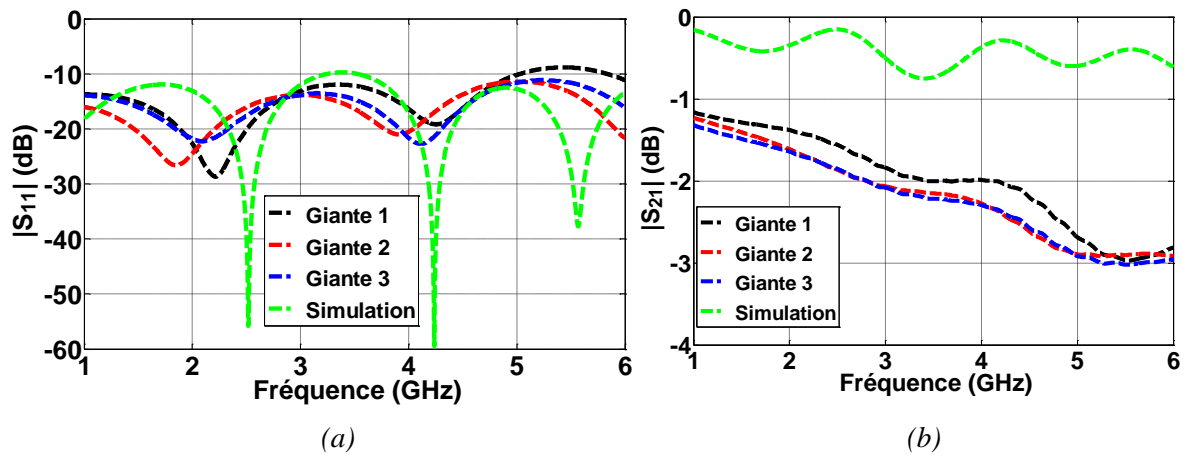


Fig. 2.26 : Coefficients de : (a) transmission et (b) réflexion.

2.3.3.2 Impact de la couche de vernis sur les performances des lignes de transmission

Les lignes protégées par une couche de vernis (les échantillons : Giante 4 et Giante 5) ont été également caractérisées. D'après la Fig. 2.27, les propriétés de Giante 1, Giante 4 et Giante 5 sont pratiquement identiques. Ce qui signifie que l'impact de la couche de vernis sur les propriétés des lignes est négligeable.

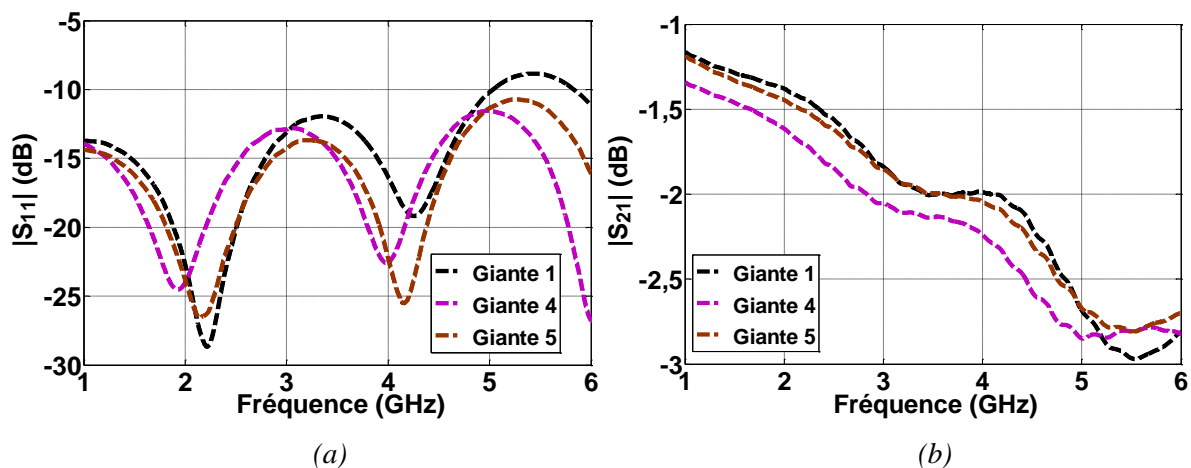


Fig. 2.27 : Coefficients de : (a) transmission et (b) réflexion.

Les résultats de mesures ont montré que l'impact de la couche de vernis sur les propriétés des lignes est négligeable. Cependant, l'épaisseur du matériau conducteur qui est d'environ $1 \mu\text{m}$ n'est pas suffisante pour dépasser l'épaisseur de peau. La meilleure performance en transmission obtenue à 2,06 GHz avec cette épaisseur est 1,08 dB, en dessous de celle d'un conducteur parfait. La technique de fabrication par impression multicouche a été alors utilisée pour augmenter l'épaisseur du dépôt.

2.3.3.3 Impression multicouche de ligne de transmission CPW

Une ligne CPW a ensuite été réalisée par ARDEJE avec la technique d'impression multicouche sur du PI. Nous avons alors reçu six lignes. Il n'y a pas de couche de vernis imprimé sur les lignes. Les coefficients de transmission (S_{21}) des lignes ont été mesurés. Puis, les résultats ont été comparés avec les résultats obtenus en simulation. Comme dans le cas précédent, un PEC sans épaisseur a été utilisé en simulation comme référence. La Fig. 2.28 montre que l'échantillon Gante 8 a le meilleur coefficient de transmission parmi les six échantillons. Son coefficient de transmission est -1 dB à 2,06 GHz tandis que ceux des échantillons Gante 5 à 10 sont respectivement : -1,32 dB, -1,14 dB, -1,28 dB, -1,26 dB et -1,06 dB.

En outre, le coefficient de transmission obtenu avec le PEC est -0,32 dB à 2,06 GHz. Il y a donc une différence de 0,68 dB entre le résultat de simulation et celui obtenu par mesure avec l'échantillon Gante 8. Il est à noter qu'avec les échantillons réalisés par impression monocouche, la différence entre le S_{21} de l'échantillon qui présente le meilleur coefficient de transmission (Gante₁) et celui obtenu avec le PEC est de 1,08 dB (cf. 2.3.3.1). Ceci montre que la technique d'impression multicouche permet d'améliorer les performances de la ligne. Cependant, le fait de superposer plusieurs couches de dépôt rend le contrôle du gap g entre deux pistes conductrices compliqué dû à l'étalement de l'encre. Pour éviter alors des courts-circuits entre la piste centrale de la ligne et les plans de masse, la valeur de g doit être supérieure à 250 μm . Il est à noter que les substrats souples utilisés dans l'étude ont des permittivités et des épaisseurs relativement faibles. Ceci impose une valeur du gap g très faible, de l'ordre de 180 μm pour un circuit RF adapté à 50 Ω . Ces deux contraintes sont incompatibles.

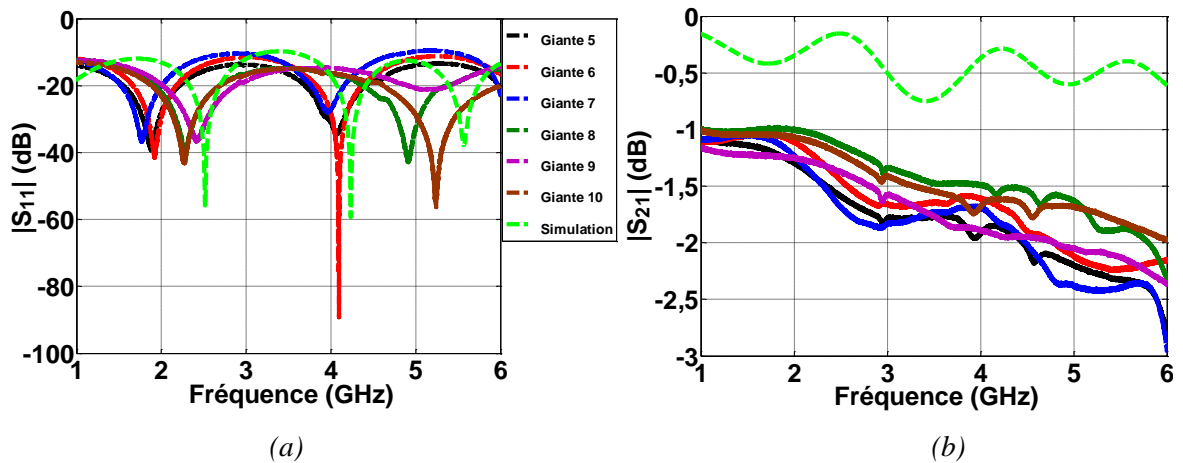


Fig. 2.28 : Coefficients de : (a) transmission et (b) réflexion.

2.4 Impression par sérigraphie sur tissu et papier

2.4.1 Principe de la technologie sérigraphie

Une autre technologie de réalisation d'antenne sur un substrat souple qui a été explorée est l'impression par sérigraphie. La sérigraphie est un procédé d'impression qui consiste à faire passer de l'encre à travers les mailles très fines d'un écran à l'aide d'une racle pour être déposée sur le support à imprimer (Fig. 2.29).

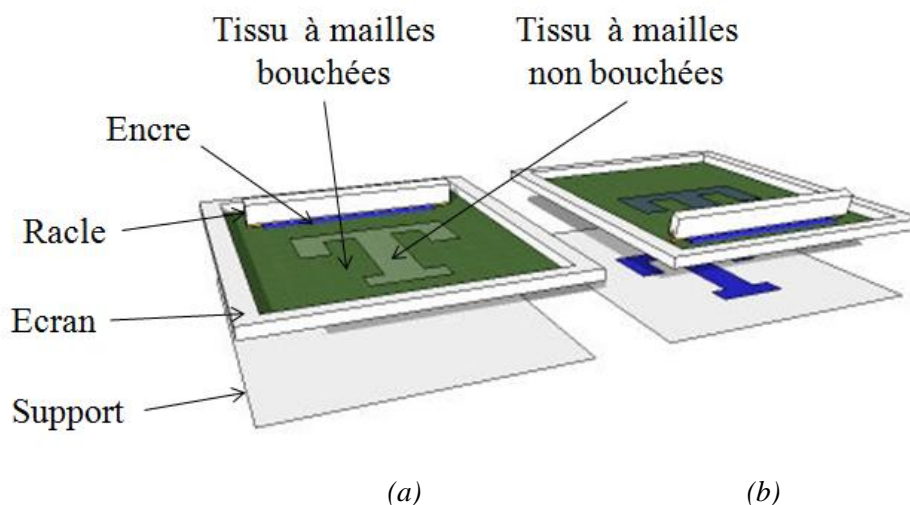


Fig. 2.29 : Schéma de principe de la sérigraphie. (a) Avant passage de la racle. (b) Après passage de la racle. Cette figure a été tirée de : <http://www.thieme.eu/fr/la-serigraphie>.

L'écran, composé d'un tissu tendu sur un cadre aluminium, est enduit d'une émulsion photosensible (enduction) qui durcit lorsqu'elle est exposée à un rayonnement ultraviolet (insolation) et bouche le tissu. L'encre ne passe pas. Un film, aussi appelé typon, est positionné sur l'écran enduit avant l'insolation et permet de bloquer les rayons ultraviolets aux endroits où on souhaite que l'encre puisse traverser les mailles du tissu. L'émulsion qui est protégée des ultraviolets ne durcit pas. Elle est ensuite enlevée avec de l'eau. L'écran ainsi préparé pour le tirage peut-être installé sur la machine de sérigraphie. Les racles et contre-racles sont également mises en place et l'encre est déposée sur le tissu de l'écran. Le support à imprimer est introduit dans la machine et maintenu en position durant le processus d'impression grâce à une table aspirante. L'encre est étalée sur l'écran au moyen d'une contre-racle (nappage). Puis l'écran descend sur le support à imprimer jusqu'au niveau du hors-contact. La pression de la racle permet d'appliquer l'encre sur le support au travers des mailles du tissu afin de faire apparaître les motifs. Après impression, l'écran est relevé, le support est enlevé et séché.

2.4.2 Réalisation de circuits RF sur tissu et papier

Comme l'impression jet d'encre, la sérigraphie présente un gain considérable en termes de temps et de coût de fabrication par rapport à la photolithographie. Elle est également devenue une technologie très attractive pour la réalisation des antennes et des circuits RF notamment sur les substrats souples comme les films plastiques [26]–[32] et les tissus [33]–[37]. Une réalisation de circuits RF a été faite par le Centre Technique du Papier (CTP) qui se situe à Grenoble. Comme pour le cas avec l'impression jet d'encre, des caractérisations RF des circuits réalisés ont été faites afin d'évaluer les performances de la technologie. Deux lignes de transmission CPW de longueurs différentes et un monopole ont alors été réalisés sur des tissus et du papier par sérigraphie par le CTP. Les supports utilisés sont :

- Tissu du gilet balistique formé par des grosses mailles (A_1)
- Tissu du gilet balistique formé par des petites mailles (A_2)
- Tissu du pack très lisse (B_1)
- Tissu du pack lisse (B_2)
- Un papier épais (SP_3)
- Un papier fin (SP_4)

Les tissus utilisés ont été caractérisés au LCIS avec une cavité résonante. Leurs caractéristiques sont résumés dans le Tab. 2.1. La technique de superposition de couches a été utilisée pour améliorer la qualité du conducteur. Pour chaque type de support, le même motif a été déposé avec des nombres de couches différents : une seule couche (X_1), deux couches (X_2) et cinq couches (X_5).

Ainsi, nous avons reçu les échantillons suivants en provenance du CTP :

- Deux échantillons avec le tissu A_1 : $A_1 X_1$ et $A_1 X_2$
- Trois échantillons avec le tissu A_2 : $A_2 X_1$, $A_2 X_2$ et $A_2 X_5$
- Trois échantillons avec le tissu B_1 : $B_1 X_1$, $B_1 X_2$ et $B_1 X_5$
- Deux échantillons avec le tissu B_2 : $B_2 X_1$ et $B_2 X_2$
- Un échantillon avec le papier SP_3 : $SP_3 X_2$
- Deux échantillons avec le papier SP_4 : $SP_4 X_1$ et $SP_4 X_2$

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

Le CTP a évalué la conductivité de l'aplat de chaque échantillon ainsi que la qualité du gap qui sépare deux pistes conductrices. Les résultats obtenus sont résumés dans le Tab. 2.10.

Voici la conclusion du CTP : « En conclusion, les résultats sont bien meilleurs qu'attendus, en particulier sur les tissus A, très rugueux. La superposition de couche est possible et semble être un atout dans certains cas ».

Tab. 2.10 : Evaluation des échantillons faite par le CTP

Tissus	Conductivité de l'aplat	Qualité du gap
Tissu A ₁	Bonne	<ul style="list-style-type: none"> • Pas de court-circuit • Le respect du gap n'est pas garanti
Tissu A ₂	Conducteur mais pas très performant	<ul style="list-style-type: none"> • Pas de court-circuit • Le respect du gap n'est pas garanti
Tissu B ₁	<ul style="list-style-type: none"> • Très bonne pour B₁ X₂ et B₁ X₅ • Conducteur mais pas optimum pour B₁ X₁ 	<ul style="list-style-type: none"> • Court-circuit de l'antenne monopole pour B₁ X₅ • Parfait pour B₁ X₁ et B₁ X₂
Tissu B ₂	Très bonne	Parfait
Papiers SP ₃ et SP ₄	Parfait	Parfait

2.4.3 Caractérisation DC d'une piste conductrice

Afin d'évaluer les performances RF des échantillons, des caractérisations RF ont été réalisées par le LCIS. La résistance R d'une piste conductrice dépend de :

$$R = \frac{L}{Wt\sigma} \quad (3.3)$$

où σ est la conductivité du matériau conducteur, t est l'épaisseur de la piste conductrice, W est la largeur de la piste conductrice et L est la longueur de la piste conductrice. Si σ , t et W sont supposés constants, la valeur de la résistance R évolue linéairement en fonction de la longueur de la piste L . La pente est définie par le produit entre σ , t et W . Elle être très faible pour un bon conducteur. Afin d'évaluer la qualité du conducteur de chaque échantillon, nous avons

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

mesuré les valeurs de la résistance R des pistes conductrices en DC avec un multimètre numérique. Nous avons varié la distance entre les deux sondes du multimètre de 1 à 7 cm avec un pas de 1 cm. Les plans de masse de la ligne de transmission 1 de longueur 8 cm ont été utilisés comme piste conductrice. La Fig. 2.30 (a) montre la structure de la ligne 1. Ses dimensions sont résumées dans le Tab. 2.11.

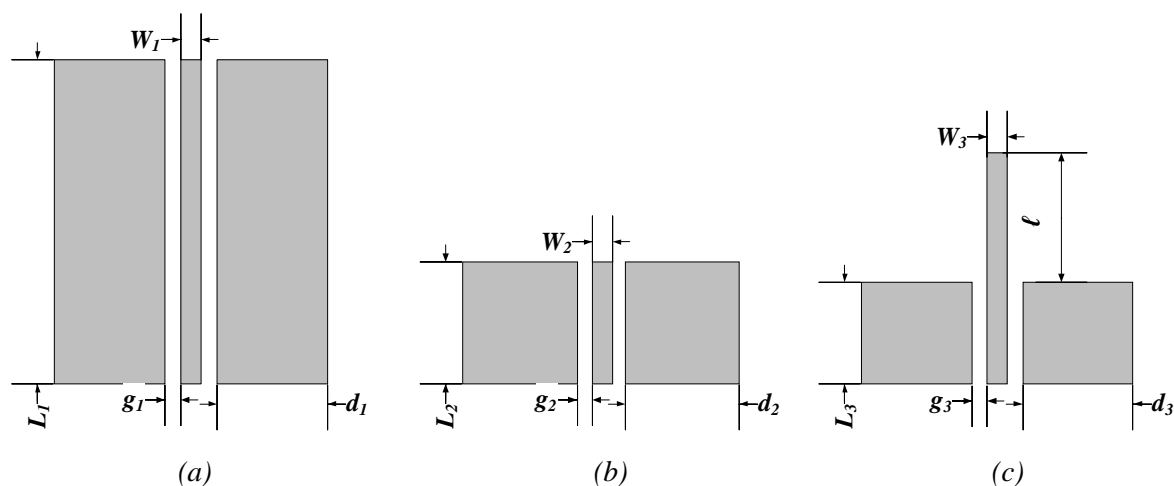


Fig. 2.30 : Structures des motifs. (a) Ligne de transmission CPW ligne 1. (b) Ligne de transmission CPW ligne 2. (c) Monopole.

Tab. 2.11 : Dimensions des motifs réalisés par sérigraphie

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
d_1	27,45	d_2	28,35	d_3	27,45
g_1	0,2	g_2	0,3	g_3	0,2
L_1	80	L_2	30	L_3	25
W_1	2,7	w_2	2,7	w_3	2,7
-	-	-	-	ℓ	32,11

2.4.3.1 Pistes conductrices déposées sur les tissus A_1 et A_2

Les résultats de mesures obtenus avec les tissus A_1 et A_2 sont montrés sur la Fig. 2.31. Pour les échantillons $A_1 X_1$ et $A_2 X_1$, les valeurs de R obtenues sont inexploitable car les mesures ne pas reproductibles. Ceci pourrait provenir du nombre de couches qui n'est pas assez important pour couvrir les mailles du tissu. On remarque que pour le tissu A_2 , la qualité

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

du conducteur de l'échantillon $A_2 X_5$ est meilleure que celle de l'échantillon $A_2 X_2$. Ceci montre que la qualité du conducteur s'améliore lorsque le nombre de couches augmente. On remarque également que l'échantillon $A_2 X_2$ est plus performant que l'échantillon $A_1 X_2$ sachant qu'ils ont le même nombre de couches. Par conséquent, le tissu A_2 est probablement plus adapté à la sérigraphie que le tissu A_1 .

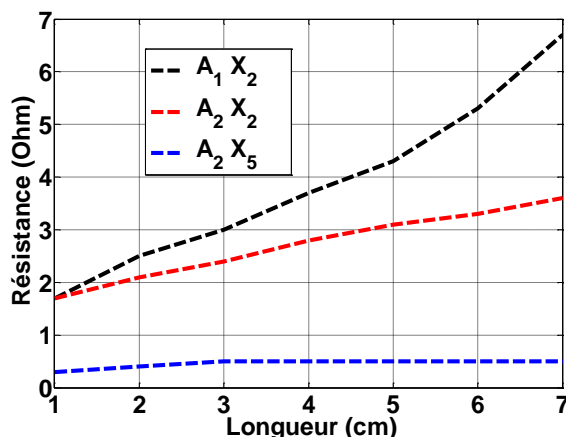


Fig. 2.31 : Evolutions de la résistance en fonction de la distance entre les deux sondes du multimètre numérique pour les échantillons réalisés sur les tissus A_1 et A_2 .

2.4.3.2 Pistes conductrices déposées sur les tissus B_1 et B_2

Les résultats de mesure obtenus avec les tissus B_1 et B_2 sont montrés sur la Fig. 2.32. Les résultats obtenus avec les échantillons $B_1 X_1$ et $B_2 X_1$ sont inexploitable. On remarque que pour le tissu B_1 , la qualité du conducteur de l'échantillon $B_1 X_5$ est meilleure que celle de l'échantillon $B_1 X_2$. On remarque également que l'échantillon $B_2 X_2$ est plus performant que l'échantillon $B_1 X_5$ sachant que $B_1 X_5$ a plus de couches que $B_2 X_2$. Par conséquent, le tissu B_2 semble plus adapté à la sérigraphie que le tissu B_1 .

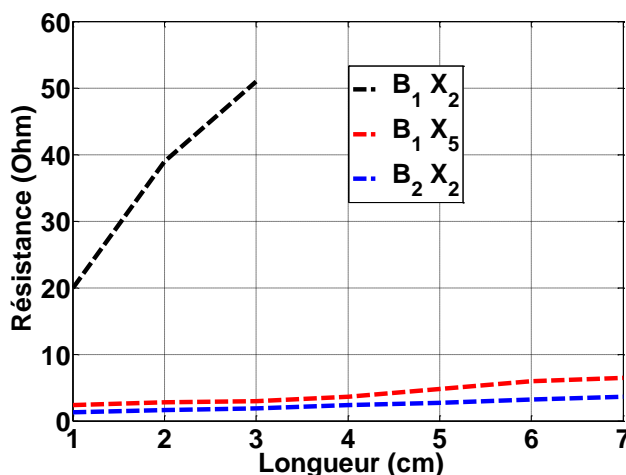


Fig. 2.32 : Evolutions de la résistance en fonction de la distance entre les deux sondes du multimètre numérique pour les échantillons réalisés sur les tissus B_1 et B_2 .

2.4.3.3 Pistes conductrices déposées sur les papiers SP₃ et SP₄

Les résultats de mesures obtenus avec les papiers SP₃ et SP₄ sont montrés sur la Fig. 4. Pour le papier SP₄, la qualité du conducteur de l'échantillon SP₄ X₂ est meilleure que celle de l'échantillon SP₄ X₁. On remarque également que les échantillons SP₃ X₂ et SP₄ X₂ ont les mêmes performances.

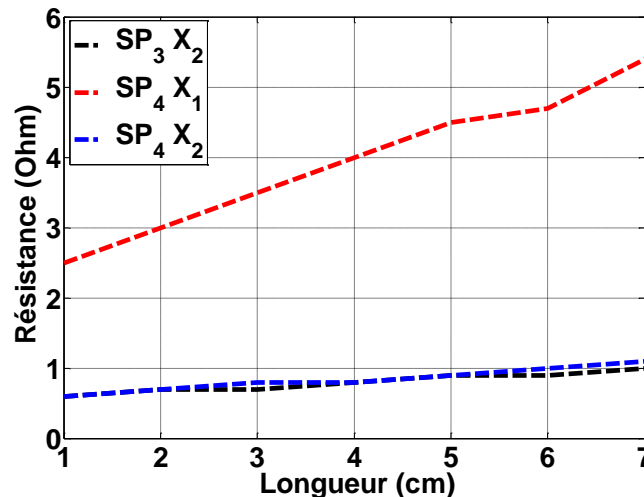


Fig. 2.33 : Evolutions de la résistance en fonction de la distance entre les deux sondes du multimètre numérique pour les échantillons réalisés sur les papiers SP₃ et SP₄.

Les caractérisations en DC des échantillons ont alors montré que :

- la qualité du conducteur s'améliore lorsque le nombre de couches augmente ;
- une seule couche n'est pas suffisante pour une réalisation sur tissu ;
- le tissu A₂/B₂ est plus adapté à la sérigraphie que le tissu A₁/ B₁.

2.4.4 Caractérisation des lignes de transmission

Afin de connaître les performances RF des lignes de transmission réalisées sur les supports étudiés, nous avons mesuré leurs coefficients de réflexion et de transmission. Le circuit ligne 2, montré sur la Fig. 2.30 (b) a été utilisé pour cette caractérisation. Ses dimensions sont résumées dans le Tab. 2.11. Deux connecteurs de type « End Launch » ont été utilisés pour connecter la ligne avec l'appareil de mesure. La Fig. 2.34 montre la structure du connecteur « End Launch ». Avant de placer ce connecteur, il est nécessaire de percer la ligne pour faire deux trous comme le montre la Fig. 2.34. Pour l'étude, les trous ont été réalisés en chauffant la partie à enlever à 350°.

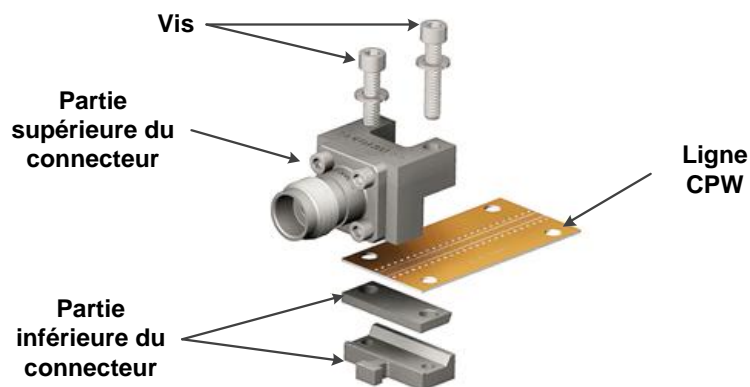


Fig. 2.34 : Structure du connecteur « End Launch »

2.4.4.1 Lignes de transmission déposées sur les tissus A_1 et A_2

Les lignes qui ont été réalisées sur le tissu A_1 présentent un problème de conduction. En effet, un circuit ouvert est constaté lors de la mesure avec un multimètre de la résistance en DC entre la masse du connecteur et les plans de masse de la ligne. Ceci provient de l'échauffement de la ligne à 350° qui dégrade fortement la qualité du conducteur dans les zones se trouvant à proximité des trous. Par conséquent, aucune mesure RF des lignes réalisées sur le tissu A_1 n'a été possible.

En revanche, les lignes qui ont été réalisées sur le tissu A_2 n'ont pas de problème de conduction. Les coefficients de transmission des échantillons $A_2 X_2$ et $A_2 X_5$ ont été alors mesurés. Les résultats obtenus ont été comparés avec le résultat obtenu par la simulation où le conducteur est modélisé avec un matériau conducteur parfait. Les connecteurs ont été pris en compte dans la simulation. D'après la Fig. 2.35 (a), le coefficient de transmission de l'échantillon $A_2 X_5$ est supérieur à celui de l'échantillon $A_2 X_2$ dans toute la bande. A 1 GHz, le coefficient de transmission du $A_2 X_5$ est -1 dB tandis que celui du $A_2 X_2$ est -5,4 dB. On constate alors une différence de 4,4 dB. Ceci est normal car on a vu précédemment (cf. 2.4.3) que la qualité du conducteur s'améliore lorsque le nombre de couches augmente. En outre, la simulation montre que le coefficient de transmission obtenu avec un PEC est -0,06 dB à 1 GHz. Il y a donc une différence de 0,96 dB entre le coefficient de transmission du PEC et celui du $A_2 X_5$. Cependant, le coefficient de transmission du PEC est fortement dégradé à partir de 1,95 GHz. Ceci est dû à une désadaptation de la ligne comme le montre la Fig. 2.35 (b). En effet, le coefficient de réflexion devient supérieur à -10 dB à partir de 1,95 GHz. Cette désadaptation provient du connecteur. Il est à noter que la partie inférieure du connecteur est en métal. Elle constitue alors un plan de masse pour la ligne et modifie son impédance caractéristique.

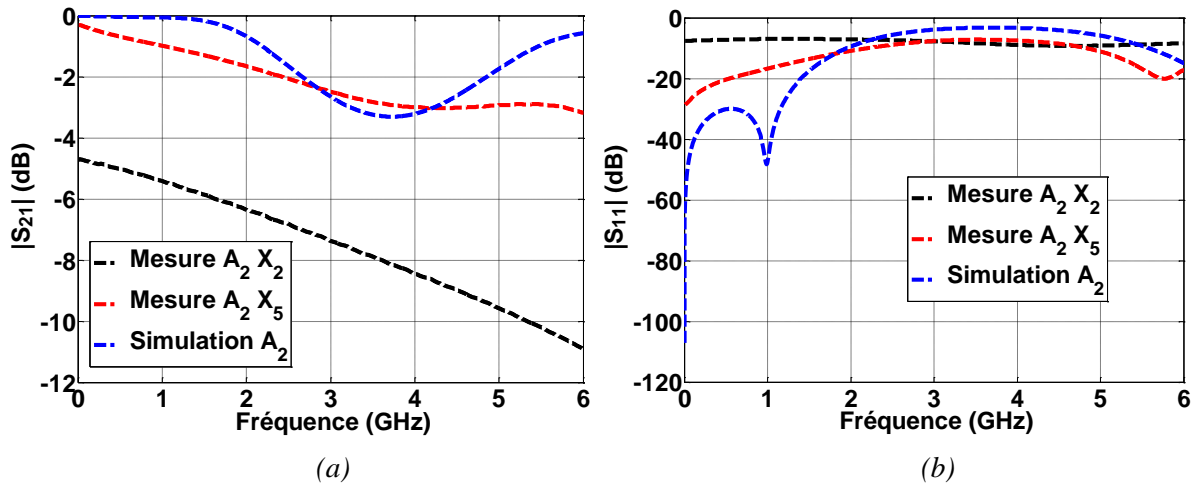


Fig. 2.35 : Résultats de simulation et de mesure de la ligne réalisés sur le tissu A₂. (a) Coefficient de transmission. (b) coefficient de réflexion.

2.4.4.2 Lignes de transmission déposées sur les tissus B₁ et B₂

Les lignes qui ont été réalisées sur le tissu B₁ présentent un problème d'adhérence entre l'encre et le tissu. En effet, lors de la fixation du connecteur sur la ligne, l'encre à la surface de contact se détache du tissu. La Fig. 2.36 montre l'état de la ligne une fois que le connecteur a été retiré. Nous avons ensuite mis de la colle conductrice (laque d'argent) pour couvrir la zone vide et pour connecter un port SMA 50 Ohm sur la ligne. Nous avons laissé sécher la colle pendant deux jours. La Fig. 2.37 montre l'état de la ligne après deux jours de séchage. On voit bien que le problème d'adhérence persiste. Par conséquent, aucune mesure RF des lignes n'a pu être réalisée sur le tissu.

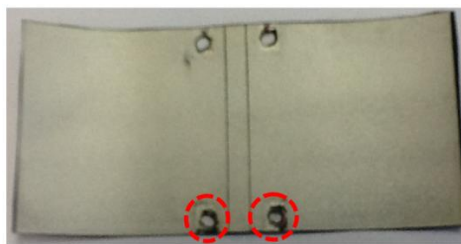


Fig. 2.36 : Photo de l'échantillon B₁ X₅ lorsque le connecteur a été retiré.

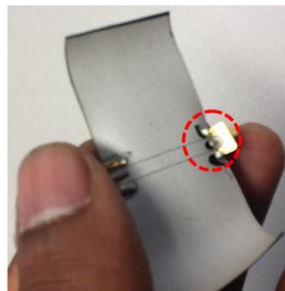


Fig. 2.37 : Photo de l'échantillon B₁ X₂ après deux jours de séchage de colle conductrice.

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

En revanche, les lignes qui ont été réalisées sur le tissu B₂ n'ont pas ce problème d'adhérence. La Fig. 2.38 montre que lorsque le connecteur est retiré de la ligne, l'état de la surface de contact reste intact. Le coefficient de transmission de l'échantillon B₂ X₂ a été alors mesuré. Le résultat obtenu a été comparé avec le résultat obtenu en simulation. Les conditions de simulation sont identiques à celles mentionnées précédemment (cf. 2.4.4.1). D'après la Fig. 2.39 (a), le coefficient de transmission de l'échantillon B₂ X₂ est -3,6 dB à 1 GHz. Cette valeur est inférieure à celle obtenue avec l'échantillon A₂ X₂ (-5,4 dB). Ceci montre que le tissu B₂ est plus performant que le tissu A₂. On constate également la forte dégradation du coefficient de transmission du PEC à partir de 1,7 GHz (Fig. 2.39 (b)). Comme dans le cas précédent (cf. 2.4.4.1), ceci est dû à une désadaptation de la ligne apportée par le connecteur.



Fig. 2.38 : Photo de l'échantillon B₂ X₂ lorsque le connecteur a été retiré.

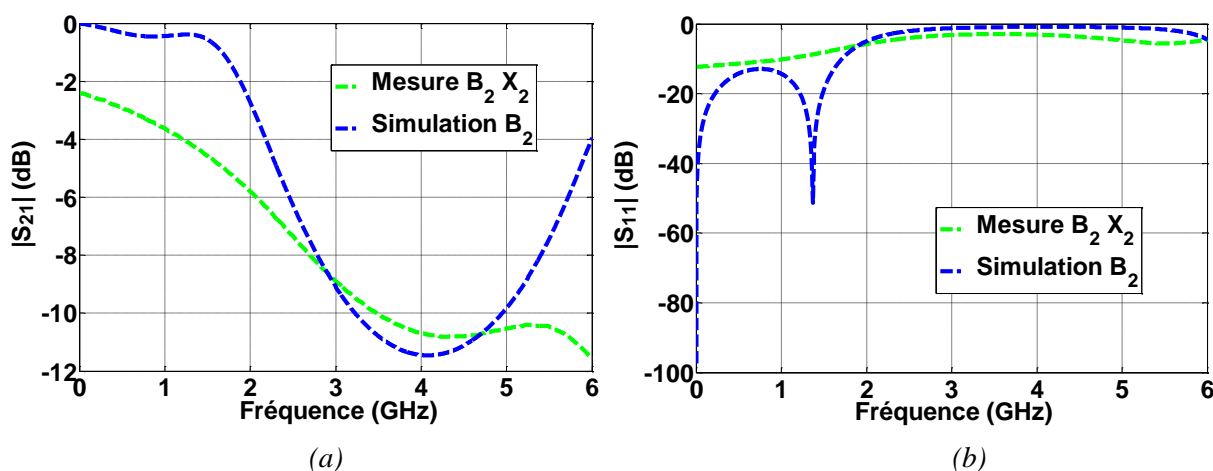


Fig. 2.39 : Résultats de simulation et de mesure de la ligne réalisés sur le tissu B₂. (a) Coefficient de transmission. (b) coefficient de réflexion.

2.4.4.3 Lignes de transmission déposées sur les papiers SP₃ et SP₄

Les lignes qui ont été réalisées sur les papiers SP₃ et SP₄ n'ont pas de problème de conduction, ni d'adhérence de l'encre. Leurs coefficients de transmission et de réflexion ont été mesurés. Une comparaison avec un résultat de simulation n'a pas été possible car les propriétés électromagnétiques des papiers n'ont pas été fournies par le CTP. La Fig. 2.40 montre que l'échantillon SP₃ X₂ est plus performant que les échantillons SP₄ X_{2e} et SP₄ X_{2f}.

Ceci est lié aux dimensions de la ligne et non à la qualité du conducteur déposé sur les papiers.

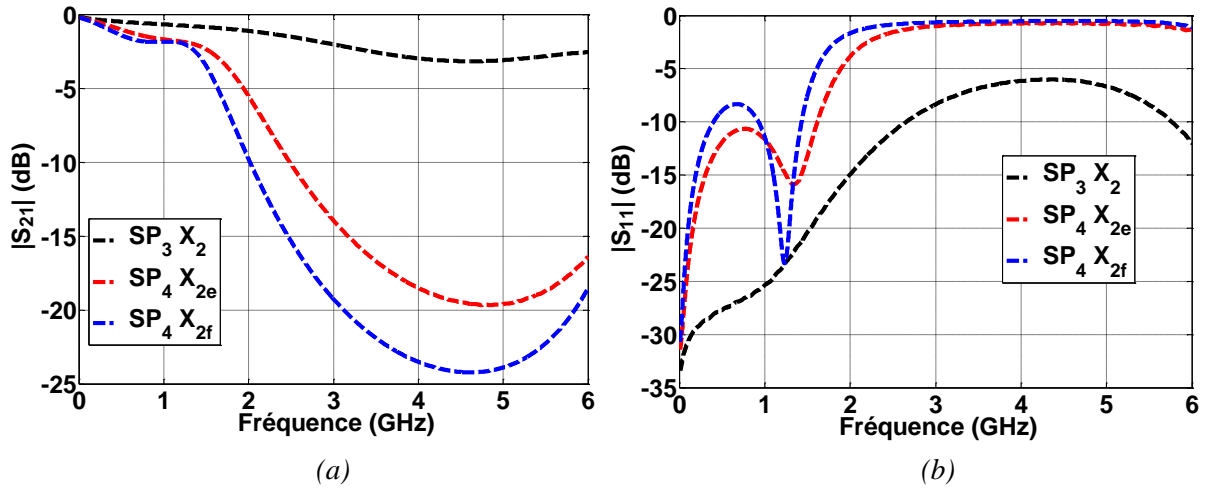


Fig. 2.40 : Résultats de simulation et de mesure de la ligne réalisés sur les papiers SP₃ et SP₄. (a) Coefficient de transmission. (b) coefficient de réflexion.

2.4.5 Caractérisation des monopoles

Afin de connaître les performances RF des monopoles réalisés sur les supports étudiés, nous avons mesuré leur coefficient de réflexion ainsi que leur diagramme de rayonnement. Pour cela, nous avons utilisé le monopole montré par la Fig. 2.30 (c). Ses dimensions sont résumées dans le Tab. 2.11. Nous avons vu précédemment que l'échantillon A₂ X₅ est le plus performant des lignes réalisées sur du tissu (cf. 2.4.4.1). Pour les antennes réalisées sur du tissu, nous avons donc caractérisé uniquement le monopole A₂ X₅. Il est à noter que le monopole présentait initialement des courts-circuits à certains endroits. Ces courts-circuits ont été supprimés à la main en utilisant un cutter. Nous avons également caractérisé le monopole SP₃ X₂ afin d'avoir une comparaison avec le monopole A₂ X₅.

2.4.5.1 Coefficient de réflexion

D'après la Fig. 2.41 (a), la fréquence de résonance mesurée du monopole A₂ X₅ est 1,81 GHz. Elle est décalée de 4% (78 MHz) vers les basses fréquences par rapport à la fréquence de résonance obtenue en simulation. Le monopole A₂ X₅ a une adaptation de -14,67 dB. Il a donc une bonne adaptation. En simulation, l'adaptation du monopole atteint cependant -37,77 dB. La bande-passante mesurée du monopole A₂ X₅ est 21% tandis que celle obtenue en simulation est 17%. Le décalage de la fréquence de résonance mesurée du monopole et la dégradation de son facteur de qualité pourraient provenir de la qualité du conducteur qui est moins bonne par rapport au cas considéré en simulation.

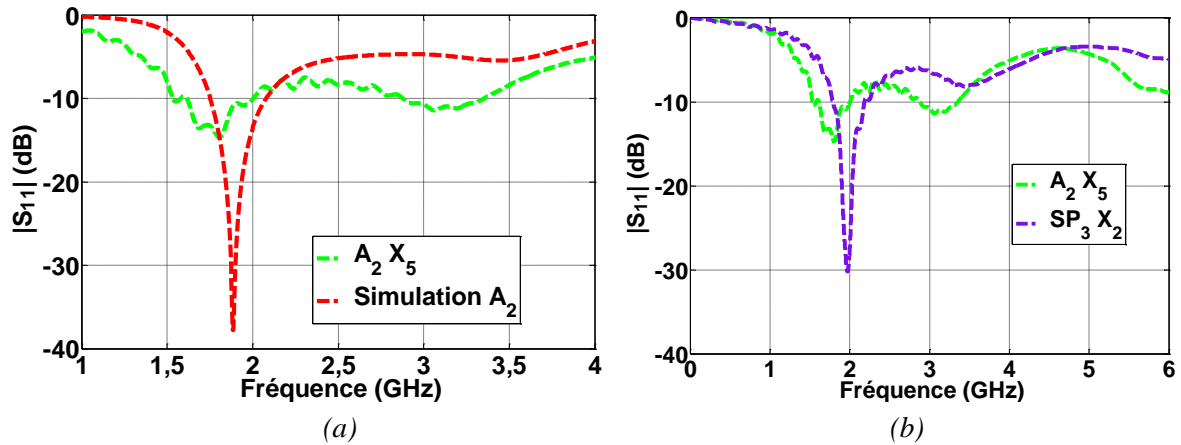


Fig. 2.41 : Coefficient de réflexion. (a) Résultat de mesure de l'antenne $A_2 X_5$ comparé au résultat de simulation. (b) Résultat de mesure de l'antenne $A_2 X_5$ comparé au résultat de l'antenne $SP_3 X_2$.

La Fig. 2.41 (b) montre que le monopole $SP_3 X_2$ résonne à 1,97 GHz avec une adaptation de -30,21 dB et une bande passante de 20%. On constate que le facteur de qualité du monopole $A_2 X_5$ est moins bon que celui du monopole $SP_3 X_2$. Ceci pourrait provenir de la qualité du conducteur de $A_2 X_5$ qui est moins bonne que celle de $SP_3 X_2$. Il est à noter que le papier SP_3 est un papier de référence du CTP pour la réalisation de circuits RF par sérigraphie.

2.4.5.2 Gain et diagramme de rayonnement

Nous avons mesuré les diagrammes de rayonnement des deux monopoles, puis nous les avons comparés. D'après la Fig. 2.42, le monopole $A_2 X_5$ a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Son gain est -3,49 dBi tandis que celui obtenu en simulation est 2,1 dBi. On constate alors une différence de 5,59 dB.

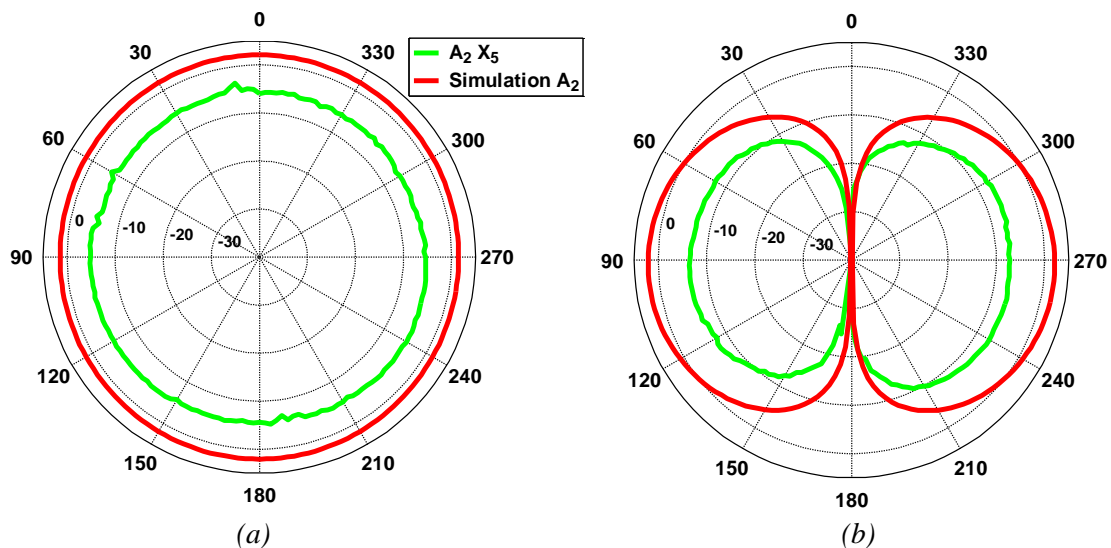


Fig. 2.42 : Résultat de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne $A_2 X_5$ comparé au résultat de simulation. (a) Plan H. (b) Plan E.

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

La Fig. 2.43 montre que le monopole $SP_3 X_2$ a également un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Il a un gain de 0,41 dBi, soit 3,9 dB au dessus de celui du monopole $A_2 X_5$.

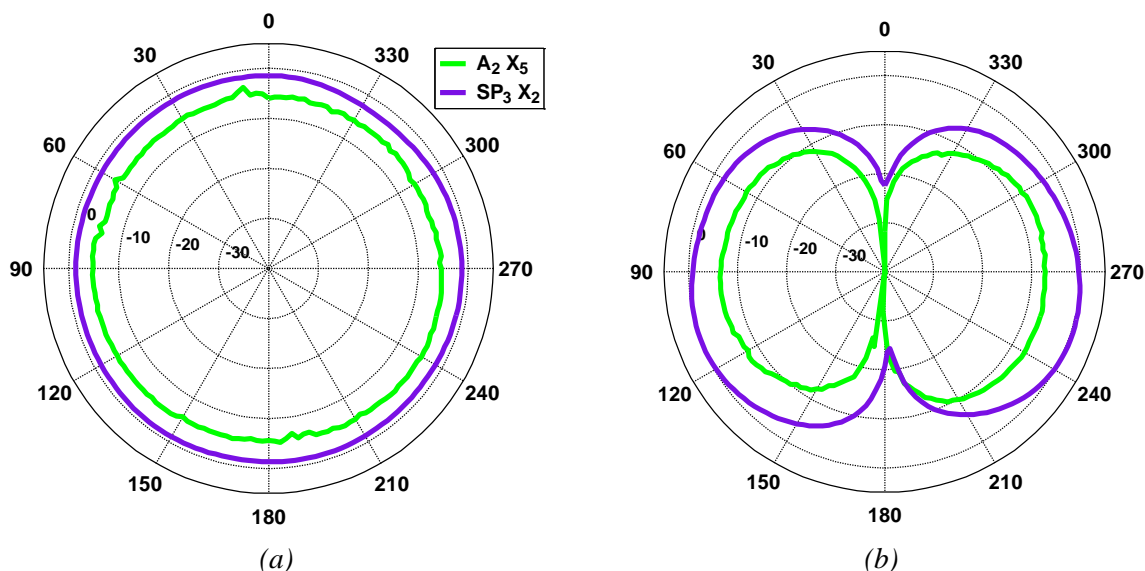


Fig. 2.43 : Résultat de mesure du diagramme de rayonnement de l'antenne $A_2 X_5$ comparé à celui de l'antenne $SP_3 X_2$. (a) Plan H. (b) Plan E.

Les résultats obtenus sont très encourageants. Les caractérisations en DC ont montré que la qualité du conducteur s'améliore lorsque le nombre de couches augmente. Il a été montré également que pour une réalisation de circuit par sérigraphie, le tissu A_2 est plus adapté que le tissu A_1 et que le tissu B_2 est plus adapté que le tissu B_1 . Les caractérisations des lignes ont montré que le tissu B_2 est plus performant que le tissu A_2 . Il serait donc intéressant de voir les performances des circuits réalisés sur le tissu B_2 avec un nombre de couches supérieur ou égale à 5. Cependant, il faudrait adapter les lignes avec le connecteur pour minimiser la désadaptation. Il faudrait également optimiser la largeur du gap des lignes et des antennes afin d'éviter des courts-circuits lors des réalisations avec un nombre de couches important.

2.5 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre que pour un monopole imprimé sur un substrat souple, la réduction de la conductivité et de l'épaisseur du matériau conducteur a un impact sur la fréquence de résonance et l'efficacité. La variation de la fréquence de résonance peut être corrigée en réduisant la longueur du monopole. Par contre, la baisse d'efficacité ne peut pas être compensée.

Chapitre 2 : Contraintes liées à la réalisation technologique

En outre, les résultats de l'étude sur la sensibilité du monopole ont montré que le paramètre le plus critique est g .

Par ailleurs, l'étude sur la déformation du monopole montre que le monopole déposé sur un substrat souple peut avoir de bonnes performances même s'il est déformé en s'adaptant à la forme du corps humain. Aucune adaptation ne serait nécessaire. Cependant, lorsqu'il présente des froissements très importants, ses caractéristiques sont fortement modifiées et il peut ne plus fonctionner correctement.

Enfin, les études présentées dans ce chapitre montrent également que les technologies de réalisation par impression jet d'encre et par sérigraphie sont intéressantes pour les circuits RF si le gap entre deux pistes conductrice n'est pas très faible ($g > 300 \mu\text{m}$) afin de pouvoir utiliser la technique de dépôt multicouche.

Références

- [1] R. Vyas, A. Rida, Li Yang, et M. M. Tentzeris, « Design and Development of a Novel Paper-based Inkjet-Printed RFID-Enabled UHF (433.9 MHz) Sensor Node », *Microw. Conf. 2007 APMC 2007 Asia-Pac.*, p. 1-4, déc. 2007.
- [2] M. M. Tentzeris, « Novel paper-based inkjet-printed antennas and wireless sensor modules », *Microw. Commun. Antennas Electron. Syst. 2008 COMCAS 2008 IEEE Int. Conf. On*, p. 1-8, mai 2008.
- [3] A. Rida, Li Yang, R. Vyas, et M. M. Tentzeris, « Conductive Inkjet-Printed Antennas on Flexible Low-Cost Paper-Based Substrates for RFID and WSN Applications », *Antennas Propag. Mag. IEEE*, vol. 51, n° 3, p. 13-23, juin 2009.
- [4] J. Virtanen, T. Bjorninen, L. Ukkonen, et L. Sydanheimo, « Passive UHF Inkjet-Printed Narrow-Line RFID Tags », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 9, p. 440-443, 2010.
- [5] M. M. Tentzeris, A. Traille, Hoseon Lee, A. Rida, V. Lakafosis, et R. Vyas, « Inkjet-printed paper/polymer-based “green” RFID and Wireless Sensor Nodes: The final step to bridge cognitive intelligence, nanotechnology and RF? », *Microw. Conf. Proc. APMC 2010 Asia-Pac.*, p. 291-294, déc. 2010.
- [6] R. Moro, M. Bozzi, Sangkil Kim, et M. Tentzeris, « Novel inkjet-printed substrate integrated waveguide (SIW) structures on low-cost materials for wearable applications », *Microw. Conf. EuMC 2012 42nd Eur.*, p. 72-75, oct. 2012.
- [7] S. Kim, A. Georgiadis, A. Collado, et M. M. Tentzeris, « An Inkjet-Printed Solar-Powered Wireless Beacon on Paper for Identification and Wireless Power Transmission Applications », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 60, n° 12, p. 4178-4186, déc. 2012.
- [8] Sangkil Kim, B. Cook, Taoran Le, J. Cooper, Hoseon Lee, V. Lakafosis, R. Vyas, R. Moro, M. Bozzi, A. Georgiadis, A. Collado, et M. M. Tentzeris, « Inkjet-printed antennas, sensors and circuits on paper substrate », *Microw. Antennas Propag. IET*, vol. 7, n° 10, p. 858-868, juill. 2013.
- [9] D. Redinger, S. Molesa, Shong Yin, R. Farschi, et V. Subramanian, « An ink-jet-deposited passive component process for RFID », *Electron Devices IEEE Trans. On*, vol. 51, n° 12, p. 1978-1983, déc. 2004.
- [10] Li Yang, Rongwei Zhang, D. Staiculescu, C. P. Wong, et M. M. Tentzeris, « A Novel Conformal RFID-Enabled Module Utilizing Inkjet-Printed Antennas and Carbon Nanotubes for Gas-Detection Applications », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 8, p. 653-656, 2009.
- [11] J. Virtanen, L. Ukkonen, T. Bjorninen, A. Elsherbeni, et L. Sydänheimo, « Inkjet-Printed Humidity Sensor for Passive UHF RFID Systems », *Instrum. Meas. IEEE Trans. On*, vol. 60, n° 8, p. 2768-2777, août 2011.
- [12] V. Pynttari, E. Halonen, H. Sillanpaa, M. Mantysalo, et R. Mäkinen, « RF Design for Inkjet Technology: Antenna Geometries and Layer Thickness Optimization », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 11, p. 188-191, 2012.
- [13] M. Y. Chen, D. Pham, H. Subbaraman, X. Lu, et R. T. Chen, « Conformal Ink-Jet Printed -Band Phased-Array Antenna Incorporating Carbon Nanotube Field-Effect

- Transistor Based Reconfigurable True-Time Delay Lines », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 60, n° 1, p. 179-184, janv. 2012.
- [14] A. Menicanin, L. Zivanov, M. Damnjanovic, A. Maric, et N. Samardzic, « Ink-jet printed CPW inductors in flexible technology », *MIPRO 2012 Proc. 35th Int. Conv.*, p. 233-236, mai 2012.
- [15] B. S. Cook, B. Tehrani, J. R. Cooper, et M. M. Tentzeris, « Multilayer Inkjet Printing of Millimeter-Wave Proximity-Fed Patch Arrays on Flexible Substrates », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 12, p. 1351-1354, 2013.
- [16] H. Subbaraman, D. T. Pham, Xiaochuan Xu, M. Y. Chen, A. Hosseini, Xuejun Lu, et R. T. Chen, « Inkjet-Printed Two-Dimensional Phased-Array Antenna on a Flexible Substrate », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 12, p. 170-173, 2013.
- [17] A. Menicanin, L. D. Zivanov, M. S. Damnjanovic, et A. Maric, « Low-Cost CPW Meander Inductors Utilizing Ink-Jet Printing on Flexible Substrate for High-Frequency Applications », *Electron Devices IEEE Trans. On*, vol. 60, n° 2, p. 827-832, févr. 2013.
- [18] H. R. Raad, A. Abbosh, H. M. Al-Rizzo, et D. G. Rucker, « Flexible and Compact AMC Based Antenna for Telemedicine Applications », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 61, n° 2, p. 524-531, févr. 2013.
- [19] Pingye Xu et M. C. Hamilton, « Reduced-Loss Ink-Jet Printed Flexible CPW With Copper Coating », *Microw. Wirel. Compon. Lett. IEEE*, vol. 23, n° 4, p. 178-180, avr. 2013.
- [20] W. Pachler, I. Russo, W. Bosch, G. Hofer, G. Holweg, et M. Mischitz, « A silver ink-jet printed UHF booster antenna on flexible substratum with magnetically coupled RFID die on-chip antenna », *Antennas Propag. EuCAP 2013 7th Eur. Conf. On*, p. 1730-1733, avr. 2013.
- [21] B. S. Cook, J. R. Cooper, et M. M. Tentzeris, « Multi-Layer RF Capacitors on Flexible Substrates Utilizing Inkjet Printed Dielectric Polymers », *Microw. Wirel. Compon. Lett. IEEE*, vol. 23, n° 7, p. 353-355, juill. 2013.
- [22] Hsuan-Ling Kao, Cheng-Lin Cho, et Li-Chun Chang, « Inkjet-Printed Interdigital Coupled Line Filter on Liquid Crystal Polymer Substrate », *Electron Device Lett. IEEE*, vol. 34, n° 12, p. 1584-1586, déc. 2013.
- [23] Y. Li, R. Torah, S. P. Beeby, et J. Tudor, « Inkjet printed flexible antenna on textile for wearable applications », 2012.
- [24] A. Chauraya, W. G. Whittow, J. C. Vardaxoglou, Y. Li, R. Torah, K. Yang, S. Beeby, et J. Tudor, « Inkjet printed dipole antennas on textiles for wearable communications », *Microw. Antennas Propag. IET*, vol. 7, n° 9, 2013.
- [25] W. G. Whittow, A. Chauraya, J. C. Vardaxoglou, Yi Li, R. Torah, Kai Yang, S. Beeby, et J. Tudor, « Inkjet-Printed Microstrip Patch Antennas Realized on Textile for Wearable Applications », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 13, p. 71-74, 2014.
- [26] S. Y. Y. Leung et D. C. C. Lam, « Performance of Printed Polymer-Based RFID Antenna on Curvilinear Surface », *Electron. Packag. Manuf. IEEE Trans. On*, vol. 30, n° 3, p. 200-205, juill. 2007.
- [27] Y. Amin, B. Shao, J. Hallstedt, S. Prokkola, H. Tenhunen, et L.-R. Zheng, « Design and characterization of efficient flexible UHF RFID tag antennas », *Antennas Propag. 2009 EuCAP 2009 3rd Eur. Conf. On*, p. 2784-2786, mars 2009.

- [28] S. L. Merilampi, T. Bjorninen, A. Vuorimäki, L. Ukkonen, P. Ruuskanen, et L. Sydanheimo, « The Effect of Conductive Ink Layer Thickness on the Functioning of Printed UHF RFID Antennas », *Proc. IEEE*, vol. 98, n° 9, p. 1610-1619, sept. 2010.
- [29] K. Janeczek, G. Koziol, T. Serzysko, et M. Jakubowska, « Investigation of RFID tag antennas printed on flexible substrates using two types of conductive pastes », *Electron. Syst.-Integr. Technol. Conf. ESTC 2010 3rd*, p. 1-5, sept. 2010.
- [30] Lin Biao Wang, Kye-Yak See, Jun Wu Zhang, B. Salam, et A. C. W. Lu, « Ultrathin and Flexible Screen-Printed Metasurfaces for EMI Shielding Applications », *Electromagn. Compat. IEEE Trans. On*, vol. 53, n° 3, p. 700-705, août 2011.
- [31] J. F. Salmeron, A. Torres, J. Banqueri, M. . Carvajal, et M. Agudo, « Design and Characterization of Ink-Jet and Screen Printed HF RFID Antennas », *RFID Technol. EURASIP RFID 2012 Fourth Int. EURASIP Workshop On*, p. 119-123, sept. 2012.
- [32] J. F. Salmeron, L. F. Capitan-Vallvey, A. Palma, F. Molina-Lopez, D. Briand, et N. F. de Rooij, « Physical and electrical properties of ink-jet and screen printed patterns for RFID HF antennas », *RFID-Technol. Appl. RFID-TA 2012 IEEE Int. Conf. On*, p. 188-192, nov. 2012.
- [33] J. C. G. Matthews et G. Pettitt, « Development of flexible, wearable antennas », *Antennas Propag. 2009 EuCAP 2009 3rd Eur. Conf. On*, p. 273-277, mars 2009.
- [34] Yongsang Kim, Hyejung Kim, et Hoi-Jun Yoo, « Electrical Characterization of Screen-Printed Circuits on the Fabric », *Adv. Packag. IEEE Trans. On*, vol. 33, n° 1, p. 196-205, févr. 2010.
- [35] I. Kazani, C. Hertleer, G. De Mey, A. Schwarz, G. Guxho, et L. Van Langenhove, « Electrical conductive textiles obtained by screen printing », *Fibres Text. East. Eur.*, vol. 20, n° 1, p. 57-63, 2012.
- [36] T. Kellomäki, J. Virkki, S. Merilampi, et L. Ukkonen, « Towards washable wearable antennas: a comparison of coating materials for screen-printed textile-based UHF RFID tags », *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2012, 2012.
- [37] M. L. Scarpello, I. Kazani, C. Hertleer, H. Rogier, et D. Vande Ginste, « Stability and Efficiency of Screen-Printed Wearable and Washable Antennas », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 11, p. 838-841, 2012.

Chapitre 3 : Surface à haute impédance

3.1 Introduction

Pour le GIANTE, l'antenne est amenée à être placée près du corps. Afin de comprendre le comportement d'une antenne en présence du corps, nous allons étudier dans la première partie de ce chapitre un dipôle placé près du corps. Nous verrons que les résultats de cette étude montrent que le corps n'est pas protégé du rayonnement de l'antenne comme on pouvait s'y attendre. Les solutions trouvées dans la littérature pour isoler l'antenne du corps sont alors présentées dans la deuxième partie du chapitre. A partir de cet état de l'art, nous avons identifié le type de plan réflecteur qui permet de protéger le corps du rayonnement de l'antenne tout en étant compatible avec les performances recherchées par le projet GIANTE. La conception et la caractérisation d'un monopole placé sur un plan réflecteur sont présentées dans la dernière partie.

3.2 Performances d'un dipôle placé près du corps

Afin de mettre en évidence l'évolution des propriétés d'une antenne en présence du corps dans la bande de fréquences $[2,025 - 2,1]$ GHz, nous avons effectué une étude par simulation électromagnétique en plaçant un dipôle près du corps comme le montre la Fig. 3.1. Le dipôle utilisé dans l'étude est un dipôle parfait alimenté de manière symétrique au centre par un port discret d'impédance caractéristique 50Ω . Le modèle du corps humain « *Voxel Family (Gustav)* » du simulateur électromagnétique 3D commercial *CST Microwave Studio* est utilisé. La distance d entre le corps et l'antenne est la variable d'étude.

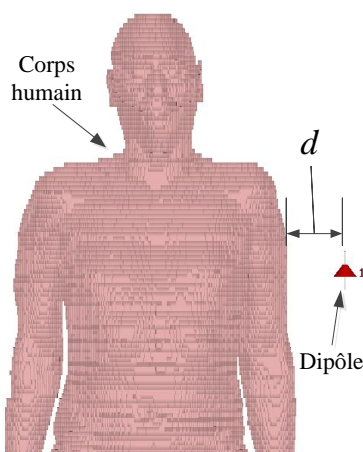


Fig. 3.1 : Schéma d'un dipôle placé près du corps.

3.2.1 Fréquence de résonance

En espace libre, le dipôle résonne à la fréquence f_0 égale à 2,06 GHz. D'après la Fig. 3.2 (a), la fréquence de résonance du dipôle change lorsque d varie. Ceci s'explique facilement par la présence du corps qui modifie l'environnement du dipôle. Ceci entraîne la modification de la longueur électrique du dipôle ainsi que son impédance. Par exemple, le dipôle résonne à 2,07 GHz lorsque d vaut 5 mm. Cette fréquence de résonance est supérieure à f_0 . Cependant, lorsque d vaut 20 mm, la fréquence de résonance est égale à 2,04 GHz. Elle est inférieure à f_0 . Ceci montre que l'évolution de la fréquence de résonance n'est pas une fonction monotone.

Afin de comprendre davantage la variation de la fréquence de résonance du dipôle placé près du corps, nous avons varié d de 5 mm jusqu'à 245 mm avec un pas de 5 mm. Nous voyons sur la Fig. 3.2 (b) que la courbe de tendance obtenue est une sinusoïde amortie. Le calcul de l'espérance mathématique des fréquences de résonance obtenues dans l'intervalle $d = [5 - 245]$ mm donne 2,06 GHz, soit f_0 . Ceci est évident car lorsque d devient grand, l'antenne est seule dans l'espace. Le calcul de la période donne 70 mm. Cette valeur correspond à la moitié de la longueur d'onde dans le vide calculée à la fréquence f_0 .

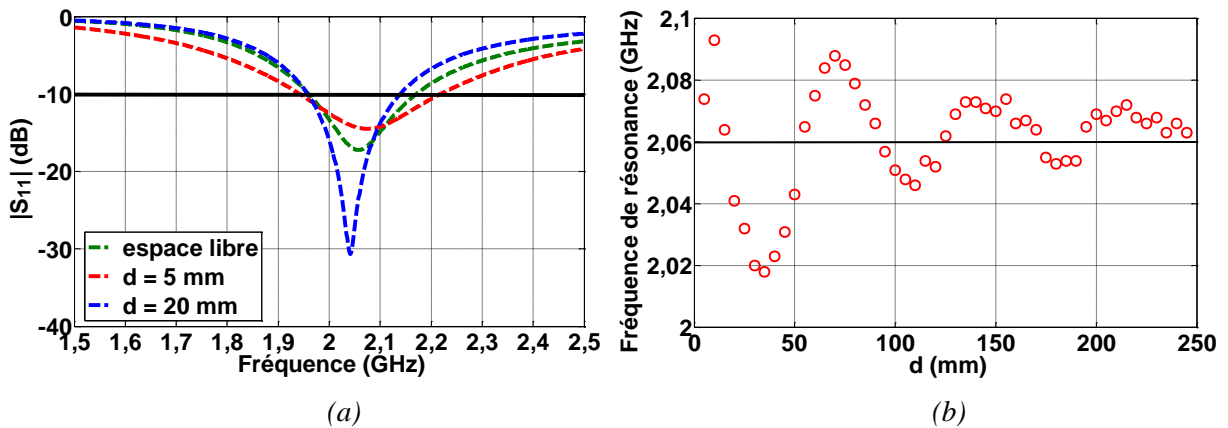


Fig. 3.2 : (a) Coefficient de réflexion du dipôle placé près du corps avec trois valeurs de d différentes : $d = 5$ mm, $d = 20$ mm, $d = \infty$. (b) Evolution de la fréquence de résonance en fonction de la distance d entre le dipôle et le corps

Il est à noter qu'avec la plateforme de calcul « Dell PowerEdge » avec deux CPU « Intel Xeon X5650 » à 6 cœurs et 64 Go de RAM, le temps de calcul pour une seule simulation sous CST Microwave studio est 2 heures.

3.2.2 Efficacité de rayonnement

L'efficacité de rayonnement, η_r , à la fréquence f_0 a aussi été calculée en fonction de la distance d . Sachant que l'adaptation du dipôle évolue en fonction de la distance d , l'efficacité de rayonnement a été calculée en considérant que le dipôle est parfaitement adapté. Ceci permet d'évaluer l'efficacité maximale que le dipôle pourrait avoir en présence du corps. En espace libre, η_r est égale à 100%. D'après la Fig. 3.3, η_r est très faible lorsque le dipôle est placé près du corps. Par exemple, η_r ne vaut que 8% lorsque le dipôle est placé à 5 mm du corps. En effet, pratiquement toute l'énergie rayonnée par le dipôle est absorbée par le corps. Cependant, lorsque le dipôle s'éloigne du corps, η_r augmente très rapidement. La valeur de η_r devient supérieure à 50% lorsque d est au-dessus de 20 mm. Lorsque d devient très grand, c'est-à-dire lorsque d est égale à 245 mm, η_r tend vers la valeur obtenue avec un dipôle placé en espace libre. En effet, le corps est tellement loin du dipôle qu'il n'absorbe que très peu de l'énergie rayonnée par le dipôle.

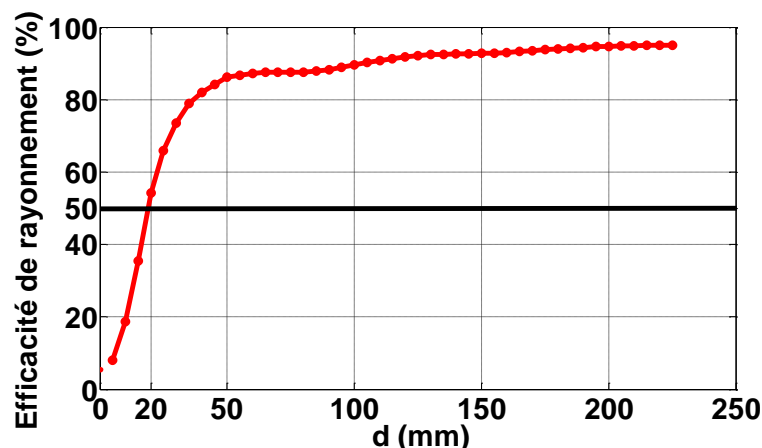


Fig. 3.3 : Evolution de l'efficacité de rayonnement, η_r , calculé à la fréquence f_0 en fonction de la distance d entre le dipôle et le corps

3.2.3 Diagramme de rayonnement

Nous avons également étudié l'évolution du diagramme de rayonnement du dipôle en présence du corps. Il est bien connu qu'un dipôle placé en espace libre a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Cependant la présence du corps modifie grandement le diagramme de rayonnement du dipôle comme le montre la Fig. 3.4. Le dipôle rayonne uniquement dans le demi-plan de l'espace lorsqu'il est placé près du corps ($d = 5$ mm). Ceci s'explique par l'effet d'ombrage du corps qui absorbe l'énergie rayonnée. En revanche, lorsque le dipôle est placé assez loin du corps ($d = 245$ mm), l'effet d'ombrage diminue et le diagramme de rayonnement du dipôle se rapproche du celui d'un dipôle en espace libre.

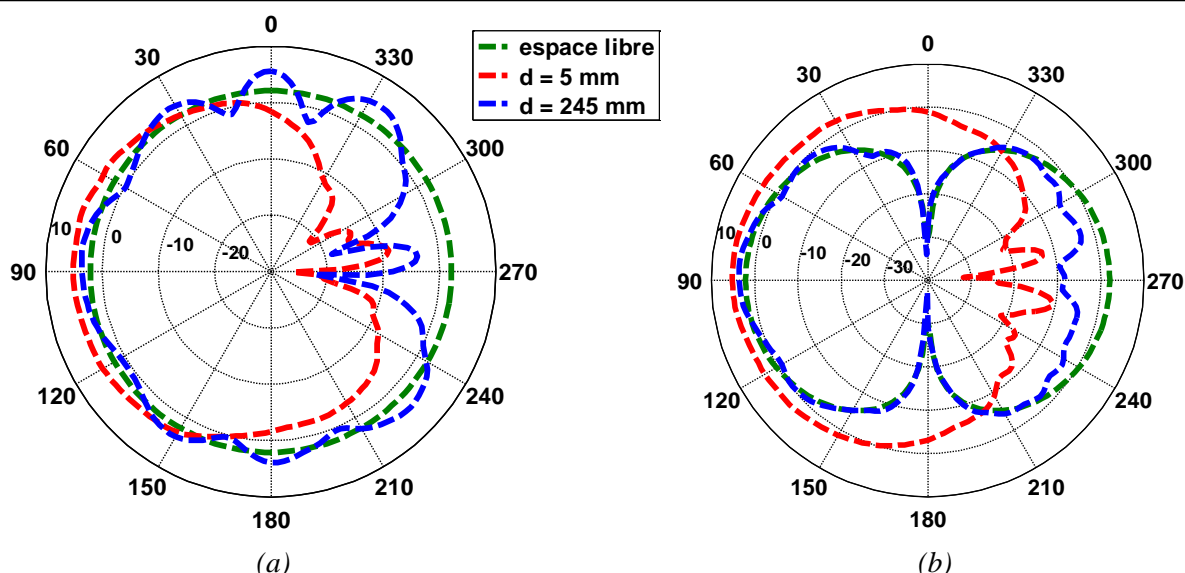


Fig. 3.4 : Diagramme de rayonnement du dipôle placé près du corps (du côté 270°) et calculé à la fréquence f_0 avec trois valeurs de d différentes : $d = 5$ mm, $d = 20$ mm, $d = \infty$. a) Plan H. b) Plan E.

3.2.4 Débit d'Absorption Spécifique (DAS)

Afin d'évaluer les risques d'exposition du corps aux champs électromagnétiques, nous avons calculé l'évolution du DAS en fonction de la distance d entre le dipôle et le corps. Nous avons vu dans les paragraphes 3.2.2 et 3.2.3 que le corps absorbe une grande partie de l'énergie rayonnée lorsqu'il est placé trop près du dipôle. D'après la Fig. 3.5, les valeurs du DAS, pour une puissance injectée de 1 W et d égal à 5 mm sont très élevées : 9 W/kg pour un DAS localisé sur 10 g de tissu et 22 W/kg pour un DAS localisé sur 1 g de tissu. Ces valeurs dépassent largement les valeurs limites : 2 W/kg dans le premier cas [1], [2] et 1,6 W/kg dans le deuxième cas [3]. Cependant, le DAS devient très faible et tend vers 0 W/kg lorsque d devient très grand.

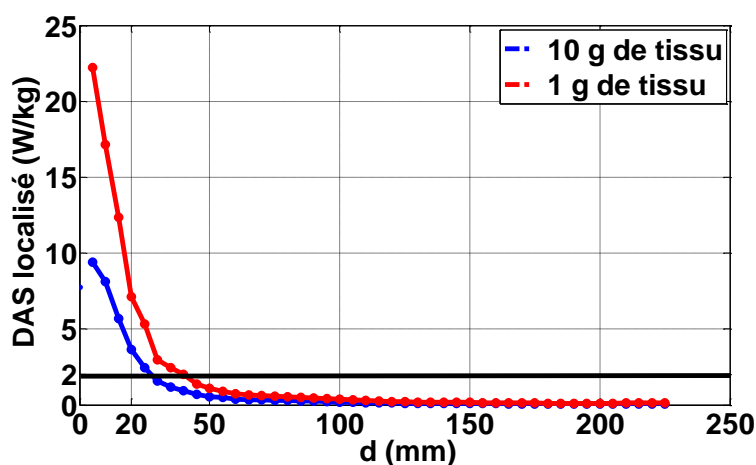


Fig. 3.5 : Evolution du DAS calculé à la fréquence f_0 en fonction de la distance d entre le dipôle et le corps avec une puissance injectée de 1 W.

Les résultats de cette étude montrent que les caractéristiques du dipôle sont fortement modifiées lorsqu'il est placé près du corps. Sa fréquence de résonance change mais elle peut être toujours corrigée en modifiant la longueur de l'antenne. Cependant, son diagramme de rayonnement est fortement modifié : il n'est plus omnidirectionnel. L'intérêt principal d'utiliser une antenne omnidirectionnelle pour couvrir tout la zone de l'espace est alors perdu. Cependant, des solutions sont proposées dans la section 4.2.4 du chapitre 4 pour pallier à ce problème de couverture spatiale. Les résultats montrent également que l'efficacité de rayonnement du dipôle devient faible et que le DAS dépasse les limites autorisées par les normes. Il est évident qu'une stratégie adéquate doit être mise en place pour des antennes intégrées à un vêtement.

3.3 Etat de l'art sur les surfaces à haute impédance

Une première stratégie possible est l'utilisation d'un plan réflecteur entre l'antenne et le corps. C'est ce que nous décrivons dans ce chapitre en commençant par l'état de l'art de cette technique.

3.3.1 Principe

Une des techniques connue pour augmenter le gain d'une antenne est d'utiliser un réflecteur à l'arrière. Ce réflecteur peut être de deux types différents : conducteur électrique parfait (PEC en anglais) ou surface à haute impédance (HIS en anglais). Nous allons présenter ces deux types de réflecteur afin de bien comprendre l'apport des HIS dans le domaine des antennes.

3.3.1.1 Conducteur électrique parfait

Dans le meilleur des cas, le gain apporté par le réflecteur peut être de 3 dB. Par contre, Il n'est pas possible de le placer trop près de l'antenne (Fig. 3.6). En effet, le déphasage à la réflexion induit par le PEC est de π . Les courants images générés sont donc en opposition de phase avec les courants de l'antenne. Ils tendent donc à empêcher le rayonnement. L'impédance de l'antenne devient très faible, donc l'adaptation à 50Ω devient difficile. Toute l'énergie est stockée dans le champ proche et le coefficient de qualité de l'antenne augmente [4]. Il faut donc placer l'antenne à $\lambda/4$ du PEC afin d'avoir une interférence constructive. Cette distance correspond à 3,75 cm à 2 GHz. Ceci rend l'intégration de l'antenne à un vêtement peu crédible.

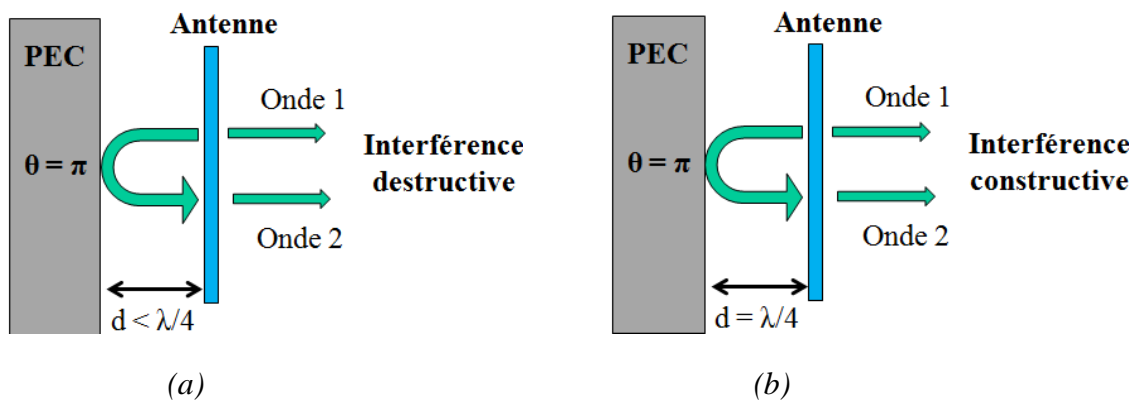


Fig. 3.6 : Antenne sur un plan réflecteur de type PEC placée à une distance (a) inférieure à $\lambda/4$ et à une distance égale à $\lambda/4$.

Le deuxième inconvénient est la présence d'onde de surface sur le conducteur. Ces ondes vont se propager jusqu'à rencontrer une discontinuité où elles vont se mettre à rayonner. Cela se traduit par une perte dans un métal réel et par des lobes secondaires importants.

3.3.1.2 Surface à haute impédance

Les HIS sont des structures dont l'impédance de surface est complexe (purement réactive dans le cas idéal) et varie avec la fréquence. La Fig. 3.7 (a) montre la variation classique de la réactance d'un HIS en fonction de la fréquence. Avant la résonance, située à 1.85 GHz sur la Fig. 3.7 (a), l'impédance est inductive. Au dessus, le comportement est capacitif.

La première particularité des HIS est d'avoir une phase en réflexion qui varie continument avec la fréquence de $+180^\circ$ à -180° (Fig. 3.7 (b)). Il est ainsi possible d'obtenir un déphasage de 0° à la fréquence de résonance lorsque le HIS se comporte comme un conducteur magnétique parfait (PMC en anglais). On l'appelle également un conducteur magnétique artificiel (AMC en anglais). Les courants images générés sont alors en phase avec les courants de l'antenne, contribuant à améliorer le rayonnement. L'antenne peut être alors placée près du HIS. Dans ce cas, l'intégration de l'antenne à un vêtement devient réaliste car l'épaisseur totale devient raisonnable.

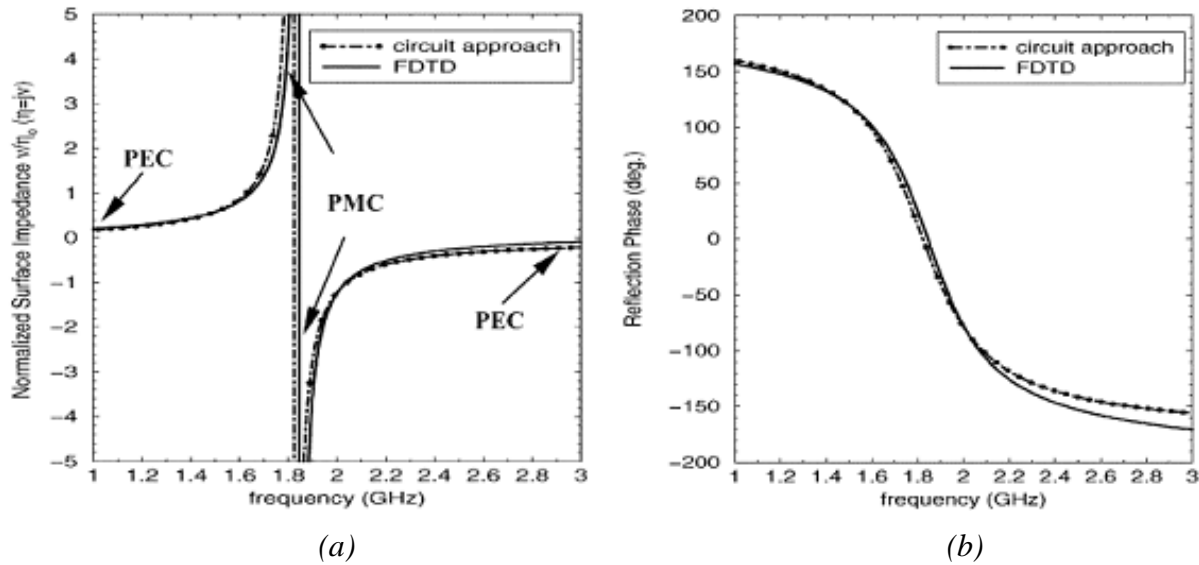


Fig. 3.7 : (a) impédance de surface et (b) phase du coefficient de réflexion d'un HIS de type mushroom. Tiré de [4].

La deuxième particularité du HIS est de posséder, dans certains cas, une bande de fréquences où aucune onde de surface ne se propage. Ce comportement est appelé « *Electromagnetic Band Gap* » (EBG) ou « *Photonic Band Gap* » (PBG) dans la littérature. Cette particularité évite les lobes secondaires et améliore la directivité.

Le HIS est donc un candidat très intéressant pour le projet GIANTE s'il se comporte comme un AMC et un EBG à la fois dans la même bande de fréquences de travail.

Lorsque l'on définit un HIS, il y a 2 paramètres importants : la bande passante et la stabilité angulaire.

La bande passante peut être définie de plusieurs façons selon le type de comportement souhaité : EBG ou AMC. Pour un AMC, la bande passante est conventionnellement définie comme l'intervalle de fréquence dans lequel la phase du coefficient de réflexion est de $[-90^\circ, +90^\circ]$. Lorsque l'on veut caractériser le comportement d'un EBG d'une structure, la bande-passante devient alors l'intervalle de fréquence dans lequel aucune onde de surface ne se propage. En pratique, les bandes passantes EBG et AMC ne se situent pas obligatoirement dans la même bande.

La stabilité angulaire d'un HIS est la stabilité de l'impédance de surface vis-à-vis de l'angle et de la polarisation de l'onde incidente.

3.3.2 Les HIS les plus utilisés

3.3.2.1 Mushroom avec ou sans via

Les structures les plus utilisées sont les structures de type *mushroom*. C'est un réseau de patches carrés métalliques de côté W placés périodiquement, avec une période D , sur un substrat d'épaisseur h . Un plan de masse est ensuite placé derrière le substrat. Les patches peuvent être reliés ou non au plan de masse par des vias (Fig. 3.8).

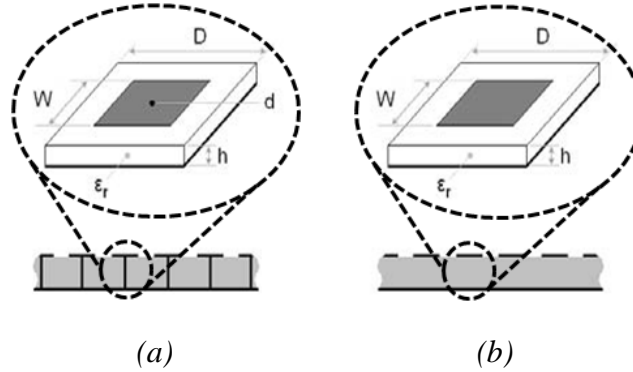


Fig. 3.8 : Structure du HIS de type mushroom (a) avec via et (b) sans via. Tiré de [5].

Afin de caractériser le comportement électromagnétique des AMC, des modèles théoriques ont été proposés par de nombreux auteurs : le modèle statique de Sievenpiper [6], le modèle de Mosallaei [4] et le modèle dynamique de Tretyakov [7].

3.3.2.1.a) Modèle statique de Sievenpiper

Le modèle le plus simple est le modèle circuit proposé par Sievenpiper [6]. Il se compose d'un circuit LC parallèle (Fig. 3.9). Il ne tient pas compte de l'interaction entre les cellules.

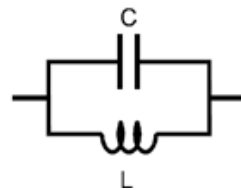


Fig. 3.9 : Modèle circuit équivalent de la cellule mushroom avec via.

L'impédance de surface peut alors être approximée par la formule suivante :

$$Z = \frac{Z_L Z_C}{Z_L + Z_C} = \frac{jL\omega}{1 - LC\omega^2} \quad (4.1)$$

où Z_L est l'impédance de l'inductance, Z_C est l'impédance du condensateur, L et C sont respectivement l'inductance et la capacité données par :

$$C = \frac{W\varepsilon_0(\varepsilon_r + 1)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{D+W}{D-W}\right) \quad (4.2)$$

et

$$L = \mu_0\mu_r h \quad (4.3)$$

ε_0 et μ_0 représentent la permittivité et la perméabilité du vide, ε_r et μ_r la permittivité et la perméabilité relative du substrat respectivement. La fréquence de résonance de la structure est obtenue à partir de l'équation :

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\mu_r h \frac{W\varepsilon_0(\varepsilon_r + 1)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{D+W}{D-W}\right)}} \quad (4.4)$$

A partir de ces formules, il est possible d'exprimer la bande passante de la structure en fonction des paramètres géométriques [6] :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{Z_0}{\eta_0} \quad (4.5)$$

avec, η_0 , l'impédance du vide et Z_0 est défini par :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.6)$$

En remplaçant L et C dans l'équation (4.6) par leur expression puis en introduisant (4.6) dans (4.5), nous obtenons finalement l'expression suivante pour la bande passante :

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \sqrt{\frac{\mu_r h}{\frac{W(\varepsilon_r + 1)}{\pi} \cosh^{-1}\left(\frac{D+W}{D-W}\right)}} \quad (4.7)$$

Grâce à l'équation (4.7), nous pouvons déduire quelques tendances vis-à-vis des paramètres physiques de la structure. Nous avons regroupé ces variations dans le Tab. 3.1. Nous pouvons remarquer que la fréquence d'accord varie inversement avec les paramètres : W , ε_r , μ_r et h . Nous pouvons aussi remarquer que la seule façon d'obtenir une bande passante élevée à basse fréquence est d'introduire des matériaux magnétiques ou d'utiliser un substrat plus épais. Introduire des matériaux magnétiques permet donc, pour une fréquence donnée, d'augmenter la bande passante et de diminuer la taille W du motif.

Chapitre 3 : Surface à haute impédance

Tab. 3.1 : Evolution des caractéristiques de la cellule en fonction des paramètres physiques.

Paramètre	L	C	f_0	Bande Passante
W	-	↗	↘	↘
ε_r	-	↗	↘	↘
μ_r	↗	-	↘	↗
h	↗	-	↘	↗

3.3.2.1.b) Modèle de Mosallaei

Mosallaei et Sarabandi ont proposé un modèle de circuit électrique équivalent simplifié pour la structure mushroom sans via [4]. La structure peut être modélisée par une ligne de transmission comprenant une capacité de shunt placée à une distance h d'une ligne constituée d'un diélectrique et court-circuitée. Cette section de ligne est modélisable par une inductance de shunt en parallèle à la capacité. La Fig. 3.10 présente ce modèle électrique équivalent. Nous pouvons voir que le modèle est équivalent à celui de Sievenpiper. La différence réside dans la façon de trouver la valeur des composants L et C . Ici aussi, l'interaction entre les cellules est négligée.

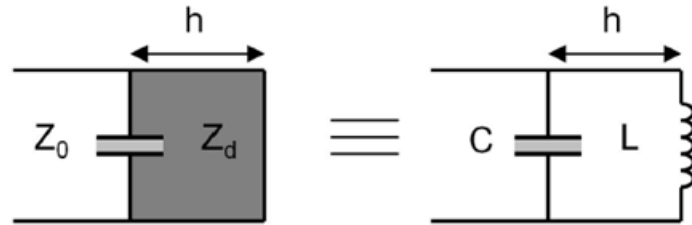


Fig. 3.10 : Schéma électrique équivalent de la cellule sous incidence normale.

L'impédance de surface Z_{LC} est obtenue par :

$$Z_{LC} = j \frac{X_L X_C}{X_C - X_L} \quad (4.8)$$

où X_L est l'admittance de l'inductance et X_C est l'admittance du condensateur données par

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (4.9)$$

$$X_L = Z_0 \tan kh \quad (4.10)$$

avec :

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon_r} \quad (4.11)$$

Chapitre 3 : Surface à haute impédance

λ_0 est la longueur d'onde dans le vide. La capacité C est approximée comme étant la capacité de couplage entre deux lignes coplanaires :

$$C = \frac{\varepsilon K \left(\sqrt{1 - \sqrt{\frac{D-W}{D}}} \right)}{K \left(\frac{D-W}{D} \right)} \tilde{a} \quad (4.12)$$

où \tilde{a} est la longueur effective du patch et $K(Z)$ représente l'intégrale elliptique complète définie par :

$$K(Z) = \int_{\frac{\pi}{2}}^0 \frac{d\phi}{\sqrt{1 - Z^2 \sin^2 \phi}} \quad (4.13)$$

La longueur \tilde{a} est choisie arbitrairement et légèrement plus courte que la longueur physique dans [4] afin de coller au mieux aux simulations. Ce modèle a aussi été étendu aux angles d'incidence oblique.

3.3.2.1.c) Modèle dynamique de Tretyakov

Simovski et Tretyakov ont récemment proposé un modèle analytique dynamique de surfaces artificielles 3D prenant en compte les interactions électromagnétiques des cellules entre elles [7]. Par opposition au modèle quasi-statique de Sievenpiper, ce modèle analytique de l'impédance de surface équivalente est dit à résolution complète. En d'autres termes, aucune approximation n'est faite pour la résolution des équations de Maxwell. Cependant, ce modèle est restreint aux cas d'illumination par une onde plane sous d'incidence normale.

Parmi les trois modèles, le modèle dynamique de Tretyakov est le plus précis tandis que celui de Sievenpiper est le moins précis. Cependant, le modèle simple de Sievenpiper est le plus intéressant en termes de temps de calcul.

3.3.2.1.d) Comportement EBG de la structure mushroom sans via

Pour la HIS de type mushroom sans via, le comportement AMC et EBG n'ont pas toujours lieu en même temps mais les bandes de fréquences peuvent se chevaucher en jouant avec la périodicité de la structure [8]. La Fig. 3.11 montre l'évolution des bandes EBG et AMC. La bande EBG est représentée par l'écart entre les courbes : « Lower EBG » et « Upper EBG ». La bande AMC est représentée par l'écart entre les courbes : « Low AMC » et « High AMC ». En augmentant la périodicité, la Fig. 3.11 montre que les bandes EBG et AMC finissent par se superposer. Par contre les bandes passantes diminuent.

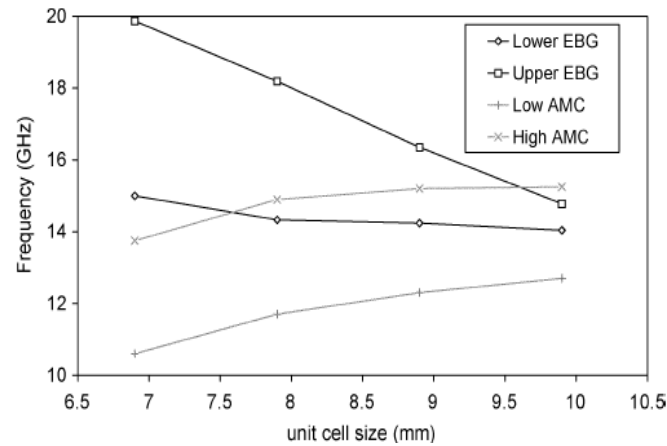


Fig. 3.11 : Variation des bandes passante EBG et AMC d'un mushroom sans via en fonction de la période. Tiré de [8].

3.3.2.1.e) Stabilité angulaire de la structure mushroom sans via

Dans [9], l'influence des vias du HIS de type mushroom sur la stabilité angulaire a été étudiée. Pour la polarisation TM, les vias permettent une insensibilité à l'angle d'incidence. Par contre, la structure est sensible à la polarisation TE car le champ E est orthogonal aux vias. Par conséquent, la fréquence d'accord augmente avec l'angle d'incidence. Cependant, les résultats présentés dans [5] montrent que la stabilité angulaire du HIS de type mushroom sans via dépend du ratio entre sa taille W et sa période D . Plus ce ratio est faible, meilleure est la stabilité angulaire (Fig. 3.12). Par contre, diminuer ce ratio revient à diminuer la capacité entre les patches et donc à changer la fréquence de résonnance. Il faut donc augmenter la permittivité du substrat pour garder la fréquence constante. En revanche, la bande passante diminue. Ceci a été vérifié dans [10].

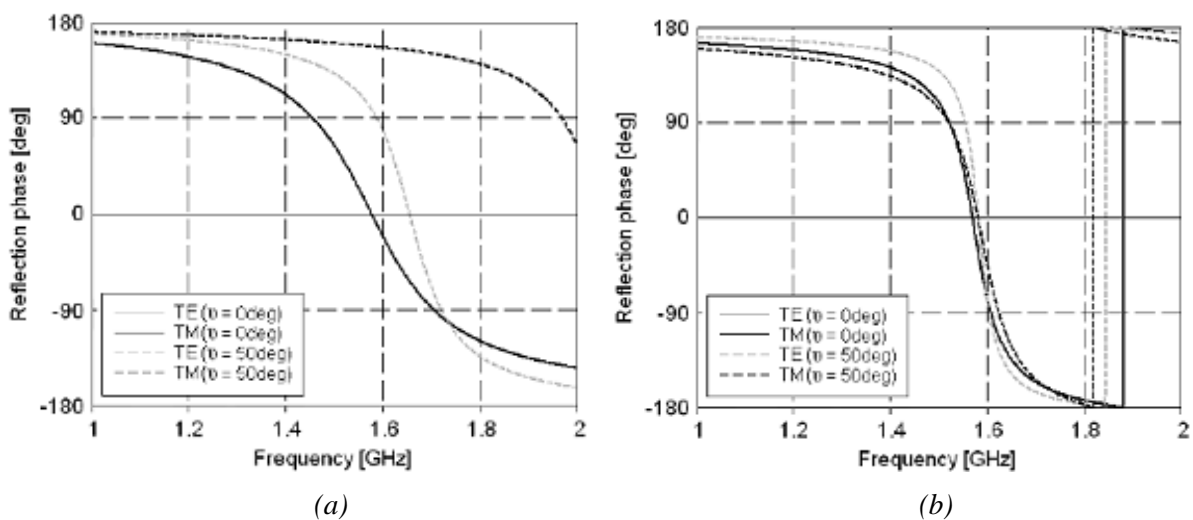
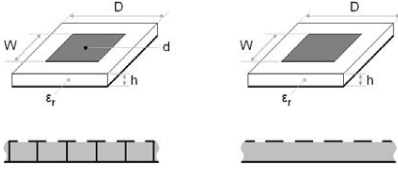
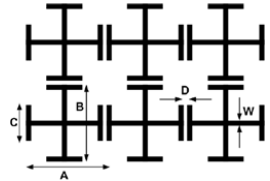
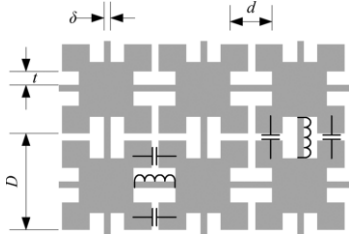

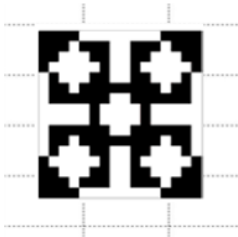


Fig. 3.12 : Phase du coefficient de réflexion d'une structure mushroom sans via avec (a) $W/D = 0,97$, $\epsilon_r = 1$ et (b) $W/D = 0,5$, $\epsilon_r = 6,15$. Tiré de [5].

3.3.2.2 Autres structures

Les autres structure que l'on retrouve couramment dans la littérature sont : la croix de Jérusalem [11], [12], l'UC-EBG [13], [14], la forme en spirale [15], [16] et les cellules conçues avec des algorithmes génétiques (GA en anglais) [17], [18]. Leurs performances sont résumées dans le Tab. 3.2.

Tab. 3.2 : Tableau de synthèse des structures HIS trouvées dans la littérature.

Structure	Schéma	Stabilité angulaire (TE)	Stabilité angulaire (TM)
Mushroom avec ou sans via		Sensible	Non sensible
Croix de Jérusalem		Non sensible	Non sensible
UC-EBG		La HIS se comporte ici comme un EBG. Elle est utilisée pour réduire l'onde de surface apportée par l'excitation du patch.	
Forme en spirale		Non sensible	Non sensible
Conçue avec un GA		Non sensible	Non sensible

3.3.3 Dimensionnement d'une antenne placée près d'un HIS

Lorsque Sievenpiper proposa sa structure *mushroom* en 1999 [6], il expliqua l'interaction entre un HIS et une antenne grâce à une interprétation géométrique du problème : si le déphasage à la réflexion est nul, une interférence constructive a lieu lorsque l'antenne est très proche du réflecteur. Cette explication, encore utilisée dans de nombreux articles, permet de comprendre l'idée générale de la structure. Par contre, elle ne permet en aucun cas un dimensionnement précis. En effet, cette approche néglige de nombreux phénomènes, comme les ondes de surfaces ou l'effet de la taille finie du réflecteur, et elle ne tient pas compte des modifications de l'impédance de l'antenne due au HIS.

A ce jour, le problème du dimensionnement d'une structure HIS+antenne demeure non résolu de manière analytique. Cependant, nous trouvons plusieurs voies d'exploration dans la littérature. Nous pouvons identifier deux types d'études. Les études purement théoriques qui tentent d'expliquer le fonctionnement de manière quasi-analytique et les études paramétriques ou expérimentales qui cherchent des lois de dimensionnement à partir d'exemples.

3.3.3.1 Approche théorique

Les approches théoriques sont souvent limitées aux antennes filaires de type dipôle ou monopole et aux antennes patch. En effet, en dehors de ces antennes, nous ne connaissons pas de formule analytique permettant de déduire précisément le champ et l'impédance de l'antenne. Dans la présente étude, nous nous limiterons aux antennes filaires.

La plupart des études que l'on trouve dans la littérature sont basées sur deux approches : la théorie exacte des images et la théorie des images que nous appellerons classique.

3.3.3.1.a) Théorie exacte des images

La théorie exacte des images est une généralisation de la théorie des images (voir la section 3.3.3.1.b)) dans le cas où le réflecteur possède une impédance finie. Il n'est ni un conducteur électrique parfait (impédance nulle), ni un conducteur magnétique parfait (impédance infinie).

Cette approche suppose que le rayonnement d'un dipôle face à un plan réflecteur peut être décomposé en un rayonnement provenant de l'antenne elle-même et un second provenant d'une antenne dite image située symétriquement sous le réflecteur (Fig. 3.13). Dans le cas d'un PEC ou d'un PMC, le courant image est simplement celui de l'antenne initiale. Dans le

Chapitre 3 : Surface à haute impédance

cas d'un plan impédant, ce courant est situé dans le plan complexe et peut-être déduit de la formule suivante [19] :

$$I_i = \delta(\zeta)I - 2jk\bar{Y}_s e^{-j\bar{Y}_s k\zeta} U(\zeta)I \quad (4.14)$$

avec Y_s l'admittance de surface du plan, U la fonction échelon, I le courant du dipôle, δ la fonction Dirac et ζ l'axe $-z$ avec comme origine l'antenne image, voir la Fig. 3.13.

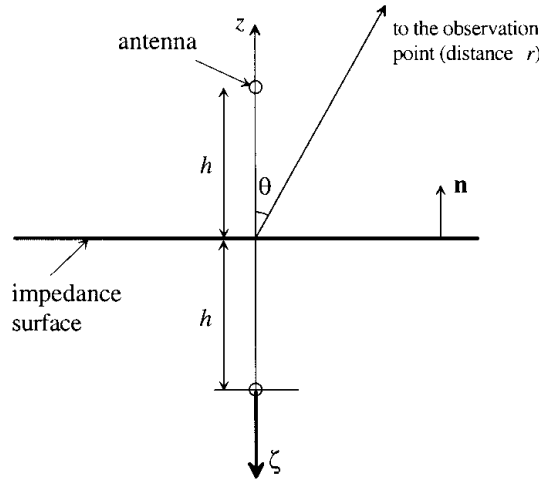


Fig. 3.13 : Schéma de l'antenne dipôle face à un plan impédant suivant la théorie exacte des images. Tiré de [19].

Cette méthode a été utilisée pour résoudre le problème avec un dipôle infinitésimal dans [19], [20]. Elle permet d'approximer le rayonnement de l'antenne. Par contre, elle ne tient pas compte des modes de surface et le HIS est supposé infini. Il est donc impossible d'utiliser cette approche pour dimensionner une structure.

Dans [4], cette approche est utilisée pour montrer qu'un réflecteur PMC était moins intéressant qu'une impédance réactive. En effet, le degré de liberté supplémentaire du HIS permet de régler l'impédance de telle sorte à compenser la partie capacitive ou inductive de l'impédance du dipôle.

3.3.3.1.b) Théorie des images

La théorie des images dite classique est très proche de la théorie exacte des images. Dans ce cas, le courant image est rigoureusement égal au courant du dipôle initial. Le schéma équivalent est donc un réseau de deux dipôles dont le déphasage θ est égal au déphasage du plan réflecteur (180° dans le cas d'une PEC par exemple). Le problème revient alors à un problème de couplage entre deux dipôles de longueur l séparés par une distance d . Le schéma en T équivalent du système proposé dans [21] est présenté à la Fig. 3.14.

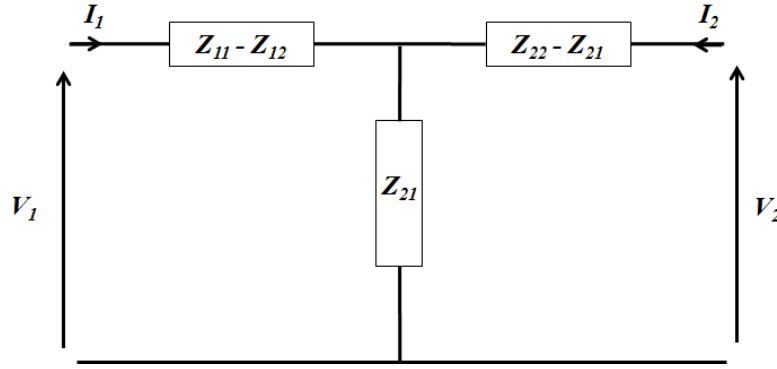


Fig. 3.14 : Schéma équivalent en T du système dipôle/HIS suivant la théorie des images. Le port 2 correspond à l'antenne image générée par le réflecteur.

Les impédances Z_{11} et Z_{22} correspondent à l'impédance du dipôle en espace libre. Par conséquent, $Z_{11} = Z_{22}$. Les impédances Z_{21} et Z_{12} correspondent aux impédances mutuelles. Etant donné que le système est réciproque : $Z_{21} = Z_{12}$. L'impédance d'entrée est alors déduite de la formule suivante :

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{21} \left(\frac{I_2}{I_1} \right) = Z_{11} + Z_{21} e^{j\theta} \quad (4.15)$$

où θ est le déphasage du plan réflecteur pour une onde plane incidente.

Dans le cas d'un dipôle cylindrique de longueur l et de rayon a très petit devant l , les impédances Z_{11} et Z_{21} peuvent être approximée par [21] :

$$R_{11} = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ \begin{aligned} &C + \ln(kl) - C_i(kl) + \frac{1}{2} \sin(kl) [S_i(2kl) - 2S_i(kl)] \\ &+ \frac{1}{2} \cos(kl) [C + \ln(kl/2) + C_i(2kl) - 2C_i(kl)] \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

$$X_{11} = \frac{\eta}{4\pi} \left\{ \begin{aligned} &2S_i(kl) + \cos(kl) [2S_i(2kl) - S_i(2kl)] \\ &-\sin(kl) \left[2C_i(kl) - C_i(2kl) - C_i\left(\frac{2ka^2}{l}\right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (4.17)$$

$$R_{21} = \frac{\eta}{4\pi} \left[2C_i(kd) - C_i(k\sqrt{d^2 + l^2} + l) - C_i(k\sqrt{d^2 + l^2} - l) \right] \quad (4.18)$$

$$X_{21} = -\frac{\eta}{4\pi} \left[2S_i(kd) - S_i(k\sqrt{d^2 + l^2} + l) - S_i(k\sqrt{d^2 + l^2} - l) \right] \quad (4.19)$$

η , C_i et S_i sont respectivement l'impédance du milieu, les intégrales cosinus et sinus.

L'avantage de cette approche est de proposer une formule analytique de l'impédance du dipôle. Par contre, les approximations concernant Z_{II} ainsi que celle de la théorie des images rendent l'approche difficilement utilisable pour dimensionner un système. Elle permet cependant d'avoir une idée de la résonance série du système.

Cette méthode a été utilisée dans [22]. Les auteurs ne l'ont pas utilisée pour dimensionner un système et n'ont pas comparé le modèle avec une structure réelle. Par contre, ils ont montré grâce au HIS que l'antenne dipôle avait deux résonances pour lesquelles l'antenne pourrait être adaptée (Fig. 3.15). Ces résonances correspondent à un déphasage positif et négatif du HIS. Ils ont ensuite généralisé leur exemple en reliant le déphasage du HIS aux résonances. Dans [23], les mêmes auteurs ont proposé une méthode de dimensionnement itérative d'une antenne dipôle face à un HIS. Ils ont utilisé la théorie des images pour justifier le comportement bi-fréquence de l'antenne mais ne l'ont pas utilisée pour la dimensionner. Ils ont réussi à obtenir une bande passante de 30% avec un HIS de taille comprise entre $\lambda/2$ et λ .

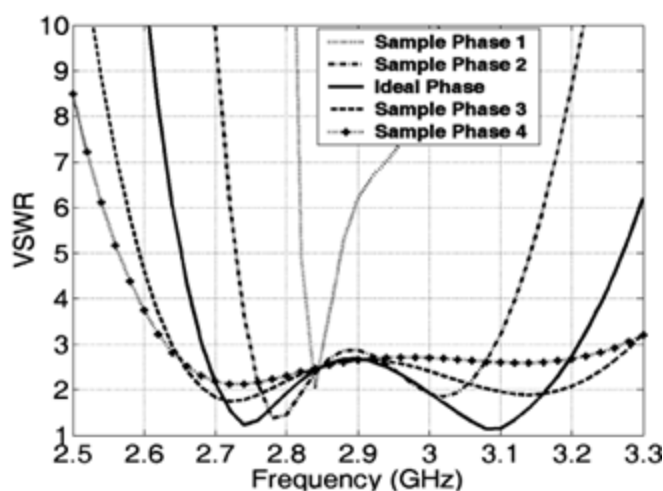


Fig. 3.15 : Taux d'onde stationnaire du dipôle face à un HIS pour plusieurs profils de phase. Les deux résonances sont bien visibles. Tiré de [22].

3.3.3.2 Approche empirique

Comme nous venons de le voir dans la section précédente, les approches purement théoriques ne sont pas nombreuses et celles-ci ne permettent en aucun cas un dimensionnement précis d'une structure. Elles permettent cependant d'avoir un point de départ pour une optimisation. Pour ces raisons, les approches empiriques basées sur des études paramétriques sont beaucoup plus nombreuses. La plupart d'entre elles ont pour but de trouver une relation entre la phase à la réflexion du HIS et l'adaptation de l'antenne.

Dans [6], les auteurs proposent de définir la bande passante d'un HIS comme étant $0^\circ \pm 90^\circ$. Cette règle fut acceptée par la communauté et reste encore largement utilisée aujourd'hui [14], [24]–[26] malgré l'absence de justification. D'ailleurs, la plupart des articles utilisent une étape d'optimisation supplémentaire pour obtenir leur prototype final.

Dans [27], les auteurs ont effectué des études sur un dipôle placé sur un HIS de type mushroom avec des vias. Ils ont fait des études paramétriques sur la longueur du dipôle pour trouver la phase de la réflexion sur le HIS qui correspond à une adaptation de l'antenne inférieure à -10 dB. Les résultats ont montré alors que la bande-passante du HIS est $90^\circ \pm 45^\circ$.

Cet état de l'art sur les HIS nous a montré que la structure la plus connue est le mushroom sans via. Le dimensionnement de la structure mushroom est bien maîtrisé et sa réalisation n'est pas très complexe due à l'absence des vias. Pour ces raisons, nous avons choisi le mushroom sans via comme HIS. Par ailleurs, nous avons vu que le dimensionnement de l'antenne placée sur un HIS n'est pas encore maîtrisé. Les approches théoriques ne permettent pas un dimensionnement de l'antenne placée sur un HIS. Nous avons alors choisi l'approche empirique pour dimensionner l'antenne placée sur le HIS.

3.4 Conception et réalisation d'un HIS

3.4.1 HIS de type *mushroom* sans via

Le type de HIS que nous avons choisi d'utiliser est donc le *mushroom* sans via, voir Fig. 3.16 (a). Les patches carrés ont un côté de longueur a et la période p . Le substrat utilisé est le RO4350 ($\epsilon_r = 3,66$ et $\tan(\delta) = 0,004$) d'épaisseur h_1 fixée à 3,2 mm. Le gap entre deux patches est g_1 . Le conducteur utilisé est le cuivre d'épaisseur 16 μm . Etant donné que le HIS utilisé ne comporte pas de via, son éventuelle réalisation sur tissu sera grandement facilitée.

Nous avons utilisé le simple modèle statique de Sievenpiper pour dimensionner une première structure servant de point de départ pour une optimisation électromagnétique. D'abord, g_1 est choisi en prenant en compte la limite physique imposée par la contrainte de fabrication. Sa valeur est fixée à 0,3 mm. Ensuite, la valeur de W a été calculée en utilisant l'équation (4.4). Puis, la structure a été optimisée avec *CST Microwave Studio* en considérant une structure infinie. Concrètement, une seule cellule est éclairée par une onde plane d'incidence normale avec des conditions aux frontières de périodicité. Le port d'excitation est placé à 25 mm du patch. Le plan de référence est la surface supérieure du patch. La condition à la frontière au niveau du port est une couche parfaitement adaptée simulant une absorption

Chapitre 3 : Surface à haute impédance

de l'onde qui revient au port. Afin de prendre en compte l'influence du substrat de l'antenne sur la réflexion du HIS, le substrat de l'antenne est placée sur le patch [28], comme c'est illustrée sur la Fig. 3.16 (b). Les dimensions du HIS ainsi obtenues sont données dans le Tab. 3.3.

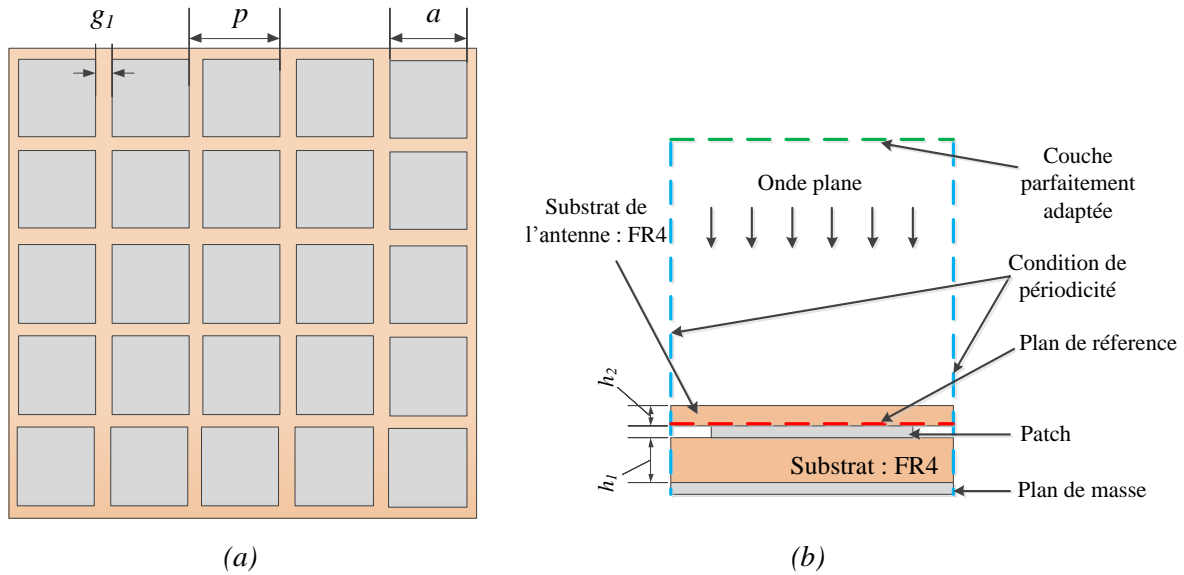


Fig. 3.16 : Structure du HIS. (a) HIS formée par 5x5 cellules. (b) Méthode utilisée en simulation pour déterminer la réflexion du HIS supposé de dimension infinie sous incidence normale.

Tab. 3.3 : Dimensions du monopole et du HIS

Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)	Paramètre	Valeur (mm)
W	3	ℓ	28,2	p	17,3
$g_1=g_2$	0,3	L	28,25 (L_0)	a	17
d	25	h_2	1,6	h_1	3,2

Le coefficient de réflexion du HIS obtenu par la simulation est représenté sur la Fig. 3.17. Nous remarquons que la présence du substrat du monopole a une influence non négligeable sur le coefficient de réflexion du HIS. La phase de la réflexion du HIS, φ , varie de -180° à 180° en fonction de la fréquence. Lorsque φ vaut -180° ou 180° , le HIS se comporte comme un PEC. L'impédance du HIS est alors nulle et le module du coefficient de réflexion vaut 0 dB. Le PEC présente alors une réflexion totale de l'onde avec une inversion de phase. Comme il a été discuté, il est évident que choisir un PEC comme plan réflecteur n'est pas intéressant. Par ailleurs, lorsque φ vaut 0° , le HIS se comporte comme un AMC et son

Chapitre 3 : Surface à haute impédance

impédance est infinie. L'AMC présente alors une réflexion totale de l'onde sans inversion de phase. D'après la Fig. 3.17, le HIS se comporte comme un AMC à la fréquence égale à 2,06 GHz qui correspond à la fréquence centrale de la bande cible : [2,025 – 2,1] GHz. Cependant, le module de la réflexion est -0,5 dB. Il est clair que choisir un AMC comme plan réflecteur introduit des pertes pour le rayonnement de l'antenne. Pour les autres valeurs de φ , l'impédance du HIS est purement imaginaire. Le HIS se comporte comme une surface à impédance réactive (RIS en anglais) [4]. Les pertes sont faibles. Cependant, puisque φ est différent de 0° , l'interférence constructive entre les ondes n'est pas maximale. Par conséquent, le gain de l'antenne va diminuer mais demeure acceptable. Les performances des AMC et RIS seront discutées dans 3.4.2.2.

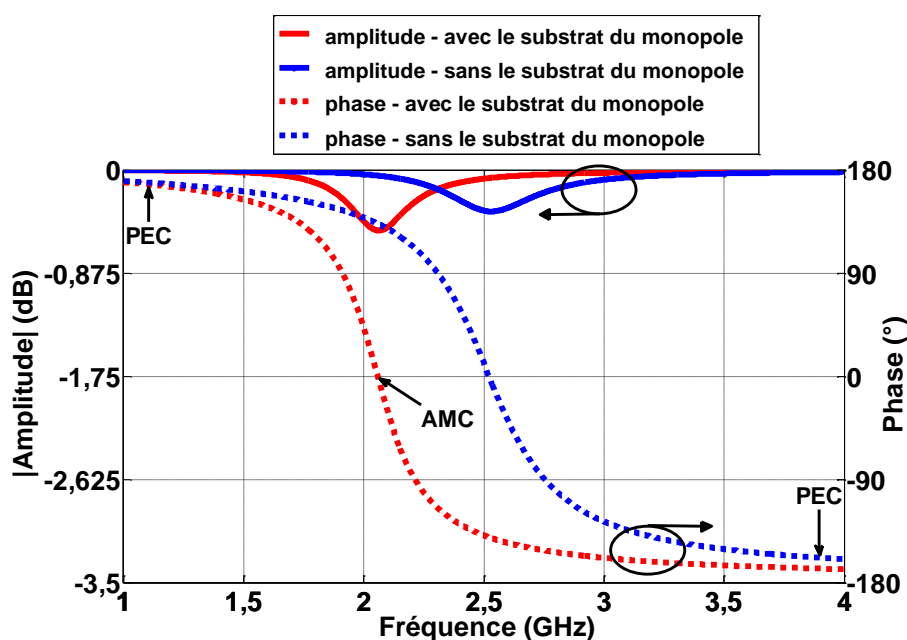


Fig. 3.17 : Coefficient de réflexion du HIS obtenu avec le substrat RO4350.

La méthode de conception du HIS+antenne est présentée dans la section 3.4.2. Il est à noter que lorsque nous avons voulu faire réaliser la structure finale, HIS+antenne, avec le substrat RO4350, le coût de réalisation était trop élevé. Par conséquent, nous avons choisi de changer le type de substrat utilisé par le FR4 ($\epsilon_r = 4,3$ et $\tan(\delta) = 0,01$) qui a permis de baisser de manière significative le coût de réalisation. Pour la suite de l'étude, le substrat utilisé est le FR4. Les dimensions du HIS n'ont pas été modifiées, seules les valeurs de ϵ_r et $\tan(\delta)$ ont été changées dans la simulation.

Le coefficient de réflexion du HIS est obtenu par simulation avec le substrat FR4 est montré sur la Fig. 3.18. La nouvelle fréquence de résonance du HIS est 1,94 GHz. Ce décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences est dû à l'augmentation de

Chapitre 3 : Surface à haute impédance

ε_r . Le module du coefficient de réflexion devient -3 dB. Dû à l'augmentation des pertes dans le substrat, le quart de l'énergie rayonnée par l'antenne serait absorbée par l'AMC.

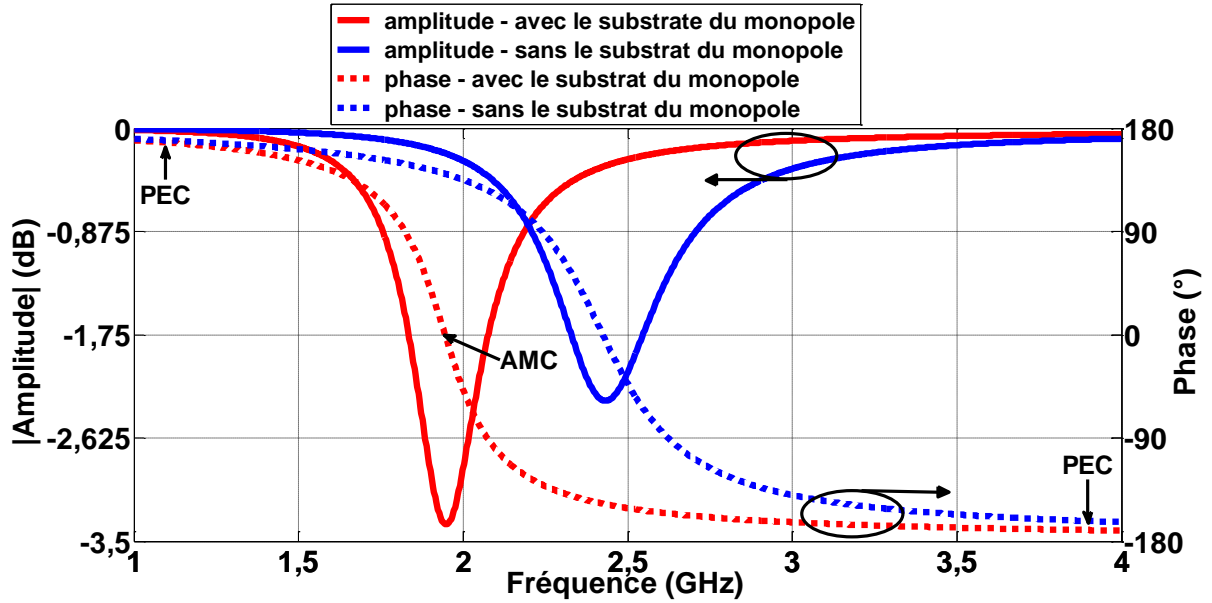


Fig. 3.18 : Coefficient de réflexion du HIS obtenu avec le substrat FR4.

La stabilité angulaire du HIS a été également caractérisée en éclairant la structure avec une onde plane d'incidence oblique. L'angle d'incidence θ a été varié de 0 à 50° pour les polarisations TE et TM. La Fig. 3.19 montre le coefficient de réflexion du HIS obtenu par simulation. Les résultats montrent que le HIS n'est que très peu sensible à la polarisation TE. Pour la polarisation TM, le décalage de la fréquence de résonance vers les hautes fréquences est inférieur à 5% quand θ est égale à 40° et atteint 8% à 50°.

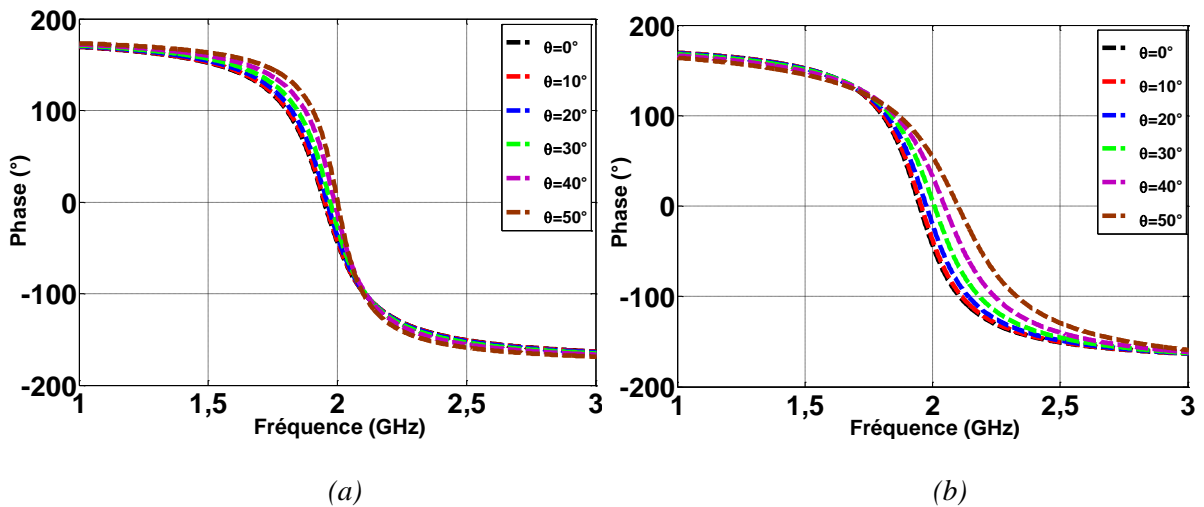


Fig. 3.19 : Coefficient de réflexion simulé du mushroom sans via obtenu avec une onde plane d'incidence oblique. θ varie de 0° à 50°. (a) Polarisation TE. (b) Polarisation TM.

3.4.2 Monopole placé directement sur le HIS

3.4.2.1 Conception du monopole planaire seul

L'antenne utilisée dans cette étude est le monopole présenté au chapitre 2 et illustré à nouveau à la Fig. 3.20 (a). Les types de substrat et de conducteur utilisés sont identiques à ceux du HIS. L'épaisseur du substrat est h_2 . Le gap entre deux pistes conductrices est g_2 . En premier lieu, le monopole seul (mais sur son substrat) est dimensionné pour fonctionner correctement à 1.94 GHz, c'est-à-dire, à la fréquence de résonance du HIS. Les dimensions du monopole ainsi obtenues sont données dans le Tab. 3.3. Le coefficient de réflexion du monopole seul, de longueur L_0 , obtenu par simulation est montré sur la Fig. 3.21. Le monopole a une adaptation correcte : -18 dB. L'efficacité de rayonnement obtenu par simulation est 92%.

3.4.2.2 Conception du monopole planaire placé directement sur le HIS

Ensuite, le monopole et son substrat sont placés directement sur le HIS formé par 5x5 cellules comme le montre la Fig. 3.20 (b). Le début du monopole est situé au centre du HIS.

Pour dimensionner le monopole, nous avons utilisé la technique proposée dans [27]. Seule la longueur L du monopole est variée. Une bonne adaptation de -44 dB du monopole de longueur L_2 est obtenue à 1,94 GHz comme le montre Fig. 3.21. Grâce à la méthode décrite dans la section précédente, aucune couche supplémentaire n'est insérée entre les patches du HIS et le substrat du monopole, contrairement aux études reportées dans [12], [29], [30] où une couche de mousse ($\epsilon_r = 1$) d'épaisseur 1 mm à 2 mm supplémentaire est nécessaire afin d'avoir une bonne adaptation de l'antenne.

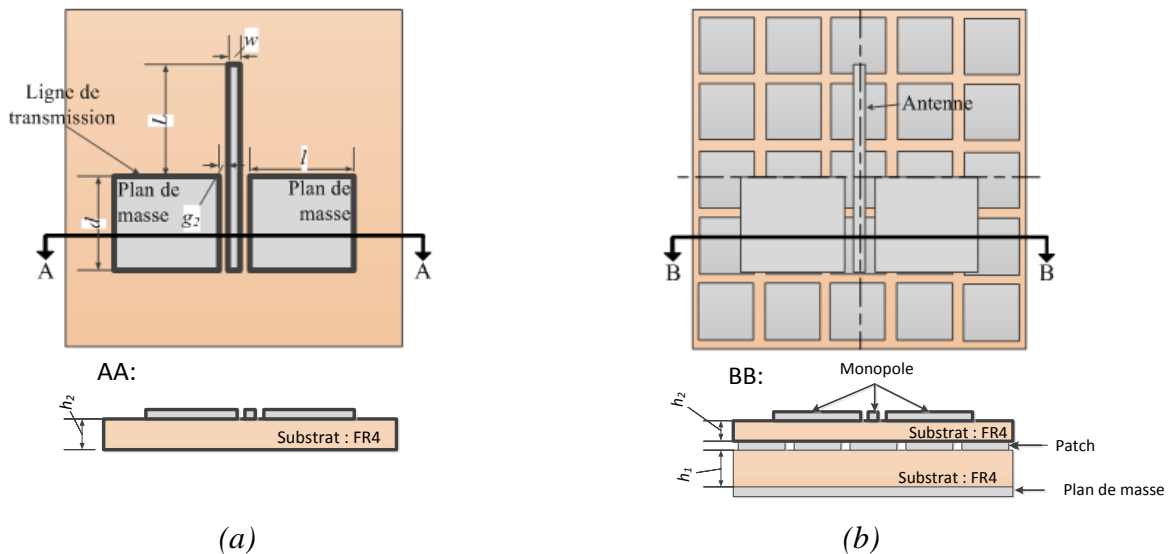


Fig. 3.20 : (a) Monopole seul, $L = L_0$. (b) Monopole placé sur le HIS, $L = L_2$.

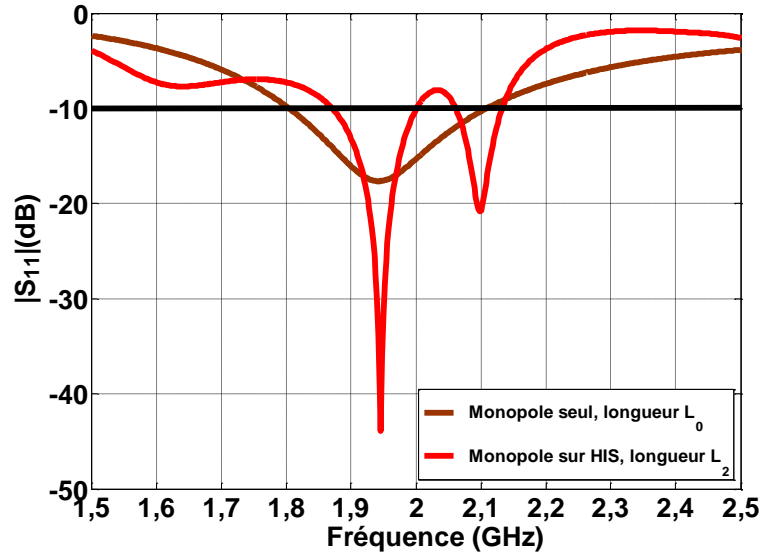


Fig. 3.21 : Comparaison entre le coefficient de réflexion du monopole seul et celui du monopole placé sur la HIS. $L_0 = 28,25$ mm et $L_2 = 22,25$ mm.

La Fig. 3.22 montre l'évolution du coefficient de réflexion du monopole placé directement sur le HIS pour plusieurs valeurs de L . L'enveloppe de toutes les courbes obtenues a été intégrée à la figure afin de bien illustrer le comportement obtenu. Nous constatons qu'il existe trois bandes de fréquence pour lesquelles le monopole a une bonne adaptation : $[1,62 - 1,77]$ GHz, $[1,86 - 2,03]$ GHz et $[2,06 - 2,47]$ GHz. Ces bandes de fréquence correspondent aux phases du coefficient de réflexion du HIS : $\varphi_1 = [111^\circ, 141^\circ]$, $\varphi_2 = [-71^\circ, 68^\circ]$ et $\varphi_3 = [-149^\circ, -85^\circ]$ respectivement. Le meilleur coefficient de réflexion est obtenu avec le monopole de longueur : $L = L_2 = 22,25$ mm à la fréquence 1,94 GHz, qui est la fréquence de résonance cible comme le montre la Fig. 3.23. Cette fréquence de résonance correspond exactement à la fréquence de résonance du HIS.

D'autres valeurs de L , correspondant à différentes valeurs de fréquences, pourraient donner également de bons résultats. Par exemple, la courbe L_1 illustrée sur la Fig. 3.23, représente le meilleur coefficient de réflexion du monopole dans la bande 1. Sa fréquence de résonance est $f_1 = 1,7$ GHz. A cette fréquence, le HIS se comporte comme un RIS. De plus, dans les bandes 1 et 2, le HIS présente un comportement EBG d'après les résultats de simulation. Enfin, dans la bande 3, le monopole ayant une longueur $L_3 = 20,25$ mm a le meilleur coefficient de réflexion. Ceci apparaît à 2,12 GHz. A cette fréquence, le HIS se comporte comme un RIS mais le diagramme de rayonnement présente des lobes secondaires dus à la présence des ondes de surfaces. Le comportement EBG n'est plus présent. Les performances des trois monopoles correspondants aux longueurs L_1 , L_2 et L_3 sont données dans le Tab. 3.4.

Chapitre 3 : Surface à haute impédance

En termes d'adaptation, le meilleur candidat pour un plan réflecteur du monopole est l'AMC. Mais en termes de bande-passante et de rayonnement, c'est le RIS se trouvant dans la bande 1 qui est le meilleur candidat. Cependant, les performances des monopoles (1 et 2) de longueurs L_1 et L_2 sont très proches. Pour le monopole 2, le gain est dégradé par les pertes dans l'AMC. Ceci est illustré par une baisse de l'efficacité de rayonnement. En effet, il y a 7% de différence d'efficacité de rayonnement en faveur du monopole 1 par rapport au monopole 2. Cependant, [4] montre que pour un HIS mushroom sans via, l'absorption du AMC diminue lorsque $\tan(\delta)$ du substrat baisse. Par conséquent, les performances du monopole 2 pourraient être meilleures que celles du monopole L_1 si $\tan(\delta)$ était plus faible.

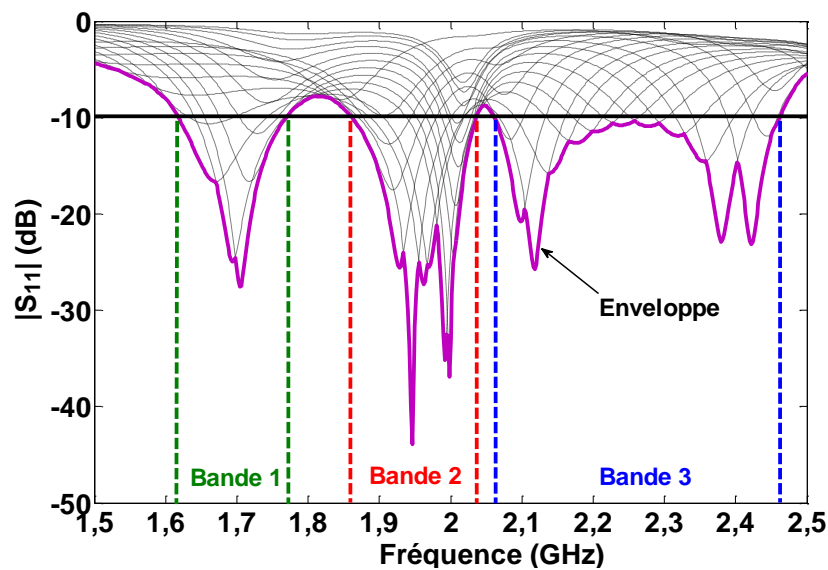


Fig. 3.22 : Evolution du coefficient de réflexion du monopole placé directement sur le HIS pour plusieurs valeurs de L .

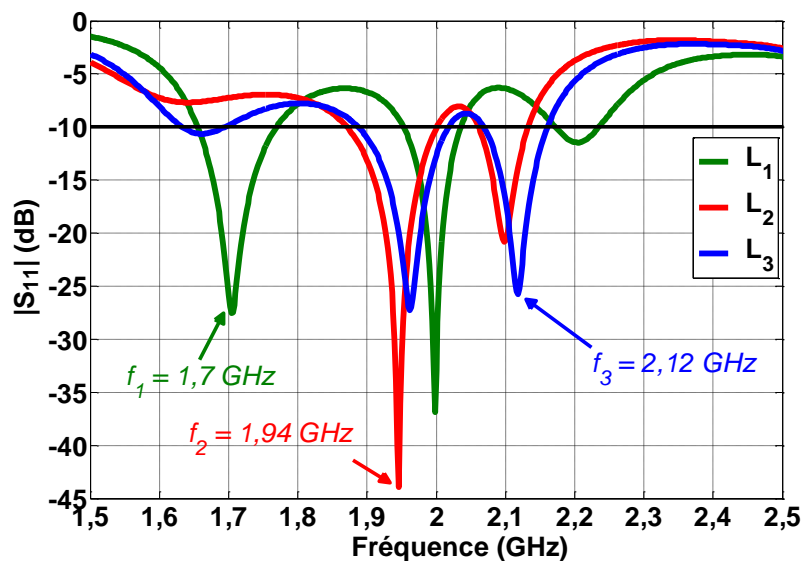


Fig. 3.23 : Les meilleurs coefficients de réflexion du monopole placé sur le HIS dans les trois bandes de fréquence.

Chapitre 3 : Surface à haute impédance

Tab. 3.4 : Performances des trois meilleurs monopoles placés directement sur le HIS dans les trois bandes de fréquences montrées sur la Fig. 3.22.

L (mm)	$ S_{11} $ (dB)	f (GHz)	Bande passante (%)	Gain (dBi)	η_r (%)	Type
16,25	-27	1,7	6,8	5	67	RIS/EBG
22,25	-42	1,94	6,6	4,7	60	AMC/EBG
20,25	-26	2,12	4,4	1,3	44	RIS

3.4.3 Résultats de mesure et simulation en espace libre

Afin de valider les résultats obtenus en simulation, nous avons réalisé le monopole de longueur $L_2 = 22,25$ mm placé sur le HIS. La Fig. 3.24 montre les coefficients de réflexion du monopole placé sur le HIS obtenus par la mesure et la simulation. Les deux résultats sont très proches. La fréquence de résonance obtenue par la mesure est 1,92 GHz. Elle est décalée de 1% par rapport à celle obtenue par la simulation. Le monopole placé sur le HIS a une très bonne adaptation. Le coefficient de réflexion mesuré atteint -35 dB. Ceci est meilleur que les coefficients de réflexion obtenus autour de 2,45 GHz dans [12], [29], [30]. La bande passante du monopole placé sur le HIS mesurée est 8%. Cette valeur est deux fois plus large que celle obtenue autour de 2,45 GHz dans [29] qui est de 4 %.

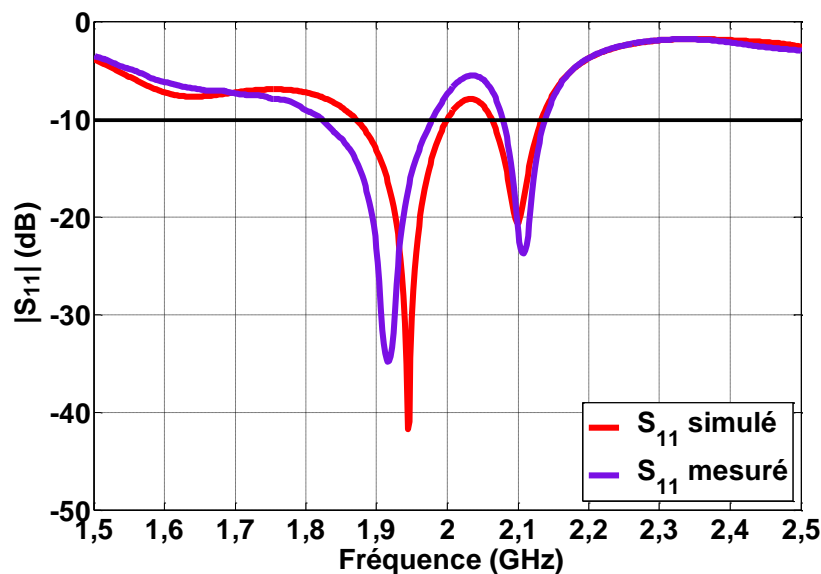


Fig. 3.24 : Coefficients de réflexion simulé et mesuré en espace libre.

Chapitre 3 : Surface à haute impédance

Les diagrammes de rayonnement du monopole placé sur le HIS à 1,92 GHz ont été également mesurés. La Fig. 3.25 montre la comparaison entre les résultats de mesure et de simulation. Nous constatons un bon accord entre les deux. Le gain mesuré est 4,3 dBi. Ceci est du même ordre de grandeur que le gain (4,8 dBi) obtenu dans [12]. Il est à noter que le HIS est formé par 5x5 cellules. Sa taille totale est 86,5 mm x 86,5 mm. Ceci équivaut à $0,55\lambda_{1,9} \times 0,55\lambda_{1,9}$ où $\lambda_{1,9}$ est la longueur d'onde dans le vide à 1,9 GHz. Les tailles des HIS utilisées dans [12], [29], [30] sont respectivement : $0,98\lambda_{2,45} \times 0,98\lambda_{2,45}$, $0,7\lambda_{2,45} \times 0,7\lambda_{2,45}$ et $0,54\lambda_{2,45} \times 0,54\lambda_{2,45}$ où $\lambda_{2,45}$ est la longueur d'onde dans le vide à 2,45 GHz. Le rapport entre le rayonnement face avant et face arrière mesuré est 15,8 dB. Cette valeur est le double de celle obtenue dans [12] qui est de 8 dB alors que la taille du HIS utilisée dans cette étude est équivalente à celle utilisée dans [12] si l'unité de longueur utilisée est la longueur d'onde dans le vide calculée à la fréquence de travail.

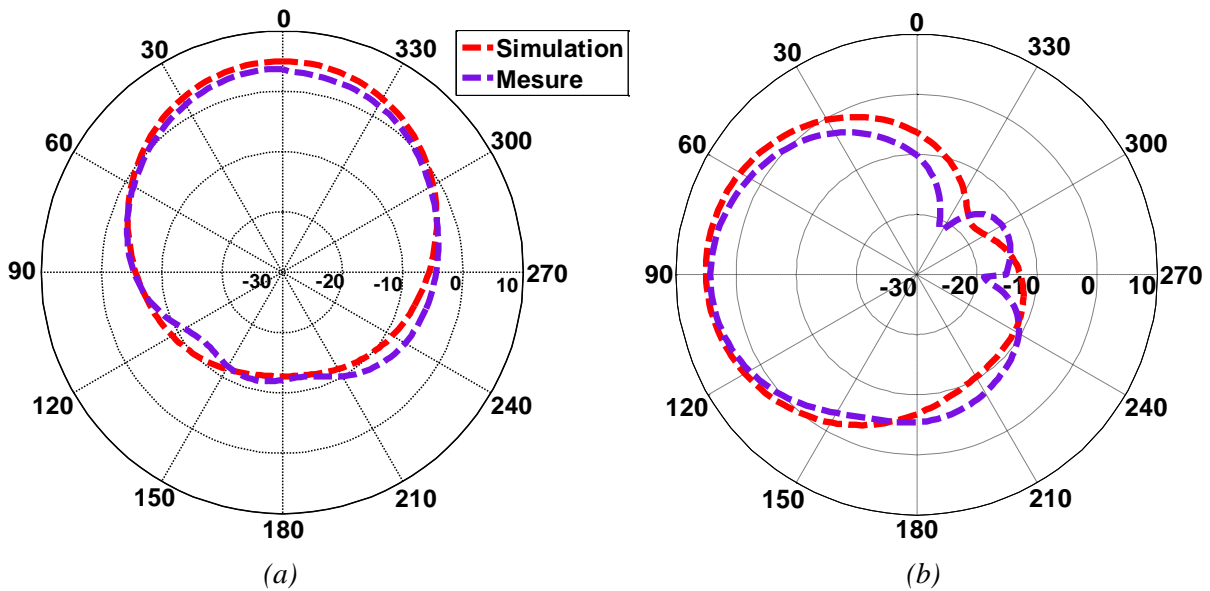


Fig. 3.25 : Diagrammes de rayonnement simulé et mesuré à 1,92 GHz. (a) Plan H. (b) Plan E.

3.4.4 Monopole placé sur un AMC en présence du corps

Nous allons maintenant voir les performances du monopole+HIS en présence du corps humain (Fig. 3.26 (a)). La Fig. 3.26 (b) montre le coefficient de réflexion lorsque le monopole+HIS est placé directement contre le corps. Il n'y a pas d'espace entre l'antenne et le corps. Nous remarquons que la fréquence de résonance et la bande passante ne changent pas par rapport au résultat obtenu en espace libre. De plus, l'antenne a une bonne adaptation. Cela montre que le monopole est bien isolé du corps. Ce comportement est fortement lié à la

Chapitre 3 : Surface à haute impédance

valeur du rapport entre le rayonnement face avant et face arrière très élevé. En effet, le rayonnement du monopole est principalement orienté devant l'antenne.

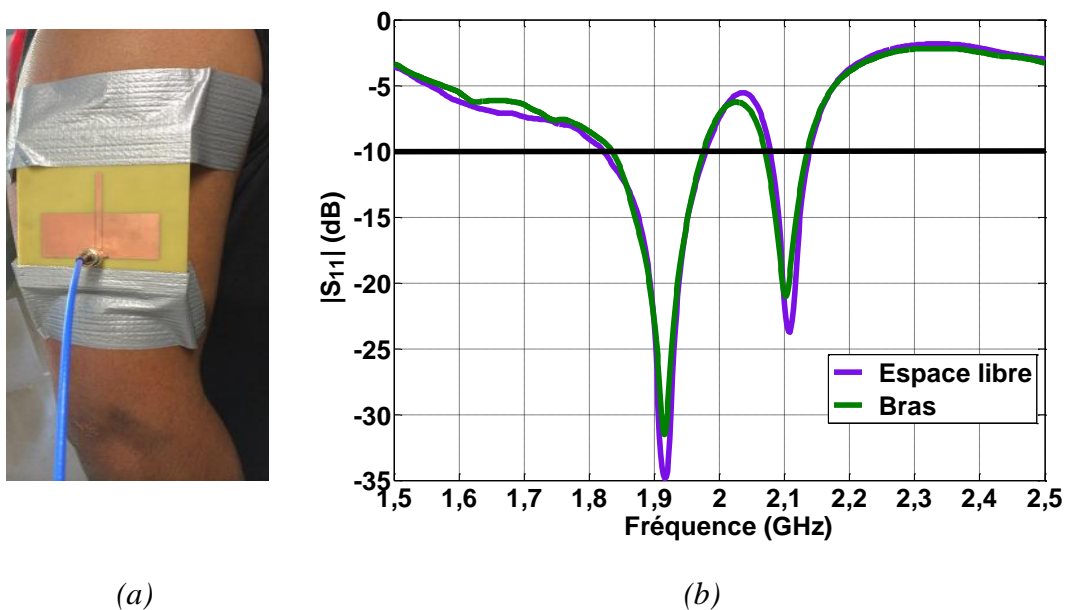


Fig. 3.26 : (a) Monopôle sur le HIS placé directement sur le bras. (b) Coefficients de réflexion mesuré.

Nous avons également mesuré le diagramme de rayonnement du monopôle+HIS en présence du corps. Le résultat obtenu a été comparé avec le résultat de simulation. Pour simuler le corps, nous avons utilisé le modèle *human voxel* de *CST Microwave Studio*. Il est à noter que le temps de simulation est 6,5 heures. La Fig. 3.27 (a) montre que les deux résultats sont très proches. La Fig. 3.27 (b) montre qu'il n'y a pas de changement entre le résultat obtenu en espace libre et celui obtenu en présence du corps pour le plan situé devant l'antenne. Le gain demeure à 5 dBi. En revanche, le rayonnement face arrière du monopôle placé sur le HIS en présence du corps est 10 dB plus élevé que celui obtenu en espace libre. Ceci semble montrer que le corps fait ombrage au rayonnement et absorbe de l'énergie. Cependant, le résultat de simulation montre que la valeur du DAS calculé avec 1 g de tissu à 1,92 GHz est 0,34 W/kg pour une puissance injectée de 1 W. Cette valeur est deux fois plus faible que celle obtenue dans [12] avec une puissance injectée huit fois plus faible. Ceci montre que l'AMC protège bien le corps du rayonnement du monopôle.

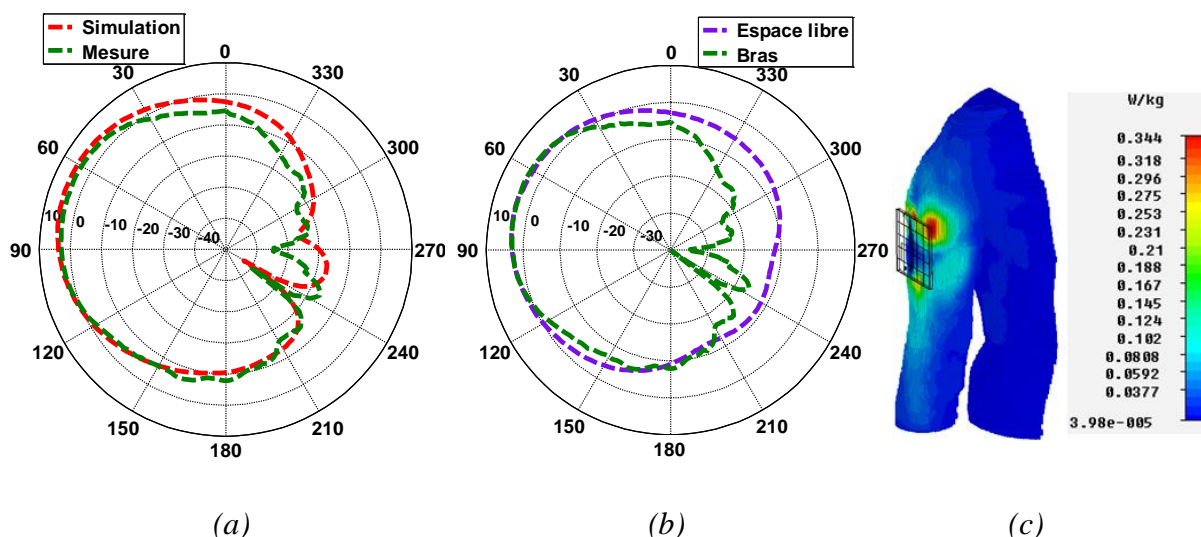


Fig. 3.27 : Diagramme de rayonnement dans le plan E et DAS. (a) Comparaison entre Simulation et mesure en présence du corps. (b) Comparaison des résultats obtenus en espace libre et en présence du corps. (c) DAS obtenu par simulation.

3.5 Conclusion

Les résultats rapportés dans ce chapitre montrent que, pour une antenne intégrée à un vêtement, le corps n'est pas protégé du rayonnement des ondes électromagnétiques. Un HIS de type *mushroom* a été utilisé comme plan réflecteur du monopole. La structure finale a été réalisée par photolithographie. Le prototype a ensuite été caractérisé. Les résultats obtenus sont en accord avec les résultats de simulation.

Bien que cette solution offre une bonne protection du corps, sa réalisation par impression jet d'encre demeure complexe. A tout le moins, elle nécessite l'impression de l'antenne, des patchs et éventuellement du plan de masse. Les deux premières couches devant être alignées, il est évident que cette solution est moins intéressante industriellement. Nous allons voir dans le chapitre suivant une technique utilisée pour protéger le corps sans utiliser un HIS ni un autre type de plan réflecteur. Avec cette technique, la réalisation de la structure finale est compatible avec l'impression par jet d'encre et par sérigraphie car elle est complètement uni-planaire.

Références

- [1] I. Guideline, « Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz) », *Health Phys.*, vol. 74, n° 4, p. 494-522, 1998.
- [2] I. C. on N.-I. R. Protection, « ICNIRP statement on the “guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 ghz)” », *Health Phys.*, vol. 97, n° 3, p. 257-258, 2009.
- [3] F. C. Commission, « Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields. Washington, DC: FCC », Tech. Rep. Suppl. C to OET Bulletin 65, 2001.
- [4] H. Mosallaei et K. Sarabandi, « Antenna miniaturization and bandwidth enhancement using a reactive impedance substrate », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 52, n° 9, p. 2403-2414, sept. 2004.
- [5] P. Kovács, Z. Raida, et M. Martínez-Vázquez, « Parametric study of mushroom-like and planar periodic structures in terms of simultaneous AMC and EBG properties », *Radioengineering*, vol. 17, n° 4, p. 19-24, 2008.
- [6] D. Sievenpiper, Lijun Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, et E. Yablonovitch, « High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 47, n° 11, p. 2059-2074, nov. 1999.
- [7] S. A. Tretyakov et C. R. Simovski, « Dynamic model of artificial reactive impedance surfaces », *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 17, n° 1, p. 131-145, 2003.
- [8] G. Goussetis, A. P. Feresidis, et J. C. Vardaxoglou, « Tailoring the AMC and EBG characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 54, n° 1, p. 82-89, janv. 2006.
- [9] S. A. Tretyakov et S. I. Maslovski, « Thin absorbing structure for all incidence angles based on the use of a high- impedance surface », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 38, n° 3, p. 175-178, 2003.
- [10] F. Costa, S. Genovesi, et A. Monorchio, « On the Bandwidth of High-Impedance Frequency Selective Surfaces », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 8, p. 1341-1344, 2009.
- [11] C.-H. Tsao et R. Mittra, « Spectral-domain analysis of frequency selective surfaces comprised of periodic arrays of cross dipoles and Jerusalem crosses », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 32, n° 5, p. 478-486, 1984.
- [12] H. R. Raad, A. I. Abbosh, H. M. Al-Rizzo, et D. G. Rucker, « Flexible and Compact AMC Based Antenna for Telemedicine Applications », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 61, n° 2, p. 524-531, févr. 2013.
- [13] R. Coccioli, F.-R. Yang, K.-P. Ma, et T. Itoh, « Aperture-coupled patch antenna on UC-PBG substrate », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 47, n° 11, p. 2123-2130, 1999.
- [14] A. E. Lamminen, A. R. Vimpari, et J. Saily, « UC-EBG on LTCC for 60-GHz frequency band antenna applications », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 57, n° 10, p. 2904-2912, 2009.

- [15] C. R. Simovski, P. de Maagt, et I. V. Melchakova, « High-impedance surfaces having stable resonance with respect to polarization and incidence angle », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 53, n° 3, p. 908-914, 2005.
- [16] H. Mirshahram et Wu Qun, « Meander line-based high impedance surface with high angular stability of resonant frequency », *Microw. Antenna Propag. EMC Technol. Wirel. Commun. 2009 3rd IEEE Int. Symp. On*, p. 1246-1249, oct. 2009.
- [17] A. Monorchio, S. Genovesi, U. Serra, et G. Manara, « Optimal design of artificial magnetic conductors including angular response », in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, 2006, p. 1931-1934.
- [18] A. Monorchio, G. Manara, et L. Lanuzza, « Synthesis of artificial magnetic conductors by using multilayered frequency selective surfaces », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 1, n° 1, p. 196-199, 2002.
- [19] S. A. Tretyakov et C. R. Simovski, « Wire antennas near artificial impedance surfaces », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 27, n° 1, p. 46-50, 2000.
- [20] K. Sarabandi, M. D. Casciato, et I.-S. Koh, « Efficient calculation of the fields of a dipole radiating above an impedance surface », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 50, n° 9, p. 1222-1235, 2002.
- [21] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design; 2005; 1136 pages;; ISBN 047166782X*. Wiley-Interscience (not provided).
- [22] M. F. Abedin et M. Ali, « Effects of EBG reflection phase profiles on the input impedance and bandwidth of ultrathin directional dipoles », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 53, n° 11, p. 3664-3672, nov. 2005.
- [23] M. Z. Azad et M. Ali, « Novel Wideband Directional Dipole Antenna on a Mushroom Like EBG Structure », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 56, n° 5, p. 1242-1250, mai 2008.
- [24] A. Thior, A. C. Lepage, et X. Begaud, « Low profile, directive and ultra wideband antenna on a high impedance surface », in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on*, 2009, p. 3222-3226.
- [25] M. K. Taher Al-Nuaimi et W. G. Whittow, « Low profile dipole antenna backed by isotropic Artificial Magnetic Conductor reflector », in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on*, 2010, p. 1-5.
- [26] P. Deo, A. Mehta, D. Mirshekar-Syahkal, P. J. Massey, et H. Nakano, « Thickness reduction and performance enhancement of steerable square loop antenna using hybrid high impedance surface », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 58, n° 5, p. 1477-1485, 2010.
- [27] Fan Yang et Y. Rahmat-Samii, « Reflection phase characterizations of the EBG ground plane for low profile wire antenna applications », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 51, n° 10, p. 2691-2703, oct. 2003.
- [28] Jaehoon Kim et Y. Rahmat-Samii, « Low-profile loop antenna above EBG structure », présenté à *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, 2005, vol. 2A, p. 570-573 vol. 2A.

- [29] Shaozhen Zhu et R. Langley, « Dual-Band Wearable Textile Antenna on an EBG Substrate », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 57, n° 4, p. 926-935, avr. 2009.
- [30] M. Mantash, A.-C. Tarot, S. Collardey, et K. Mahdjoubi, « Investigation of Flexible Textile Antennas and AMC Reflectors », *Int. J. Antennas Propag.*, vol. 2012, p. 10, 2012.

Chapitre 4 : Solution GIANTE

4.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre précédent que lorsqu'une antenne est placée près du corps humain, elle est complètement désaccordée, ses performances sont fortement dégradées et surtout le corps humain absorbe une grande partie de l'énergie rayonnée par l'antenne. L'objectif de cette nouvelle étude est de trouver un moyen original pour protéger le corps vis-à-vis du rayonnement des ondes électromagnétiques de l'antenne sans avoir recours à un plan réflecteur ou tout autre support pour isoler le corps de l'antenne. Le principe développé ici est de placer plusieurs antennes près du corps, à une distance où les performances de celles-ci sont correctes, et de faire interférer les champs produits par ces antennes de manière destructive à l'endroit où se situe le corps. Nous allons voir dans la première partie de ce chapitre le principe de l'interférence et la solution retenue pour le projet GIANTE. Afin de valider le concept étudié, une réalisation de l'antenne GIANTE 1 a été faite. Ainsi, la conception et la caractérisation de l'antenne GIANTE 1 sera présentée dans la deuxième partie.

4.2 Etude théorique

Le paramètre qui quantifie l'énergie absorbée par le corps est le DAS. Il s'exprime de la manière suivante [1] :

$$DAS = \frac{\sigma |E|^2}{\rho} \quad (5.1)$$

où σ et ρ sont la conductivité et la masse volumique du tissu respectivement, et $|E|$ l'amplitude efficace du champ électrique. Nous remarquons alors que le DAS diminue lorsque l'amplitude du champ électrique diminue. L'idée est donc de créer une zone où l'amplitude du champ électrique est faible à l'endroit où se situe le corps. Nous allons utiliser l'interférence entre deux ou plusieurs antennes pour créer cette zone. Pour l'étude, nous allons nous limiter à trois antennes afin d'avoir un prototype compatible à une intégration dans le gilet militaire.

4.2.1 Principe de l'interférence

Une interférence est le résultat de la superposition de deux ou plusieurs ondes monochromatiques qui ont des fréquences et polarisations identiques. Il s'agit donc d'une addition de vecteurs. Considérons deux ondes monochromatiques de même fréquence :

$$\vec{E}_1(\vec{r}, t) = |E_1(\vec{r})| e^{-j[\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \omega t]} \vec{u}_1 \quad (4.2)$$

$$\vec{E}_2(\vec{r}, t) = |E_2(\vec{r})| e^{-j[\varphi_2(\vec{r}, \omega) - \omega t]} \vec{u}_2 \quad (4.3)$$

où $\varphi_1(\vec{r}, \omega)$ et $\varphi_2(\vec{r}, \omega)$ représentent les phases de chacune des ondes à la coordonnée \vec{r} . \vec{u}_1 et \vec{u}_2 sont des vecteurs unitaires. Pour une onde plane :

$$\varphi_i(\vec{r}, \omega) = \vec{k}_i \cdot \vec{r} \quad (4.4)$$

Pour une onde sphérique :

$$\varphi_i(\vec{r}, \omega) = k_i r_i \quad (4.5)$$

où r_i est la distance entre le point d'observation et la source. L'intensité de la superposition des deux ondes est :

$$I_{tot} = \vec{E}_1 \cdot \vec{E}_2 = (|E_1(\vec{r})|^2 + |E_2(\vec{r})|^2)(1 + C \cos[\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_2(\vec{r}, \omega)] \vec{u}_1 \cdot \vec{u}_2) \quad (4.6)$$

où :

$$C = \frac{2|E_1(\vec{r})||E_2(\vec{r})|}{|E_1(\vec{r})|^2 + |E_2(\vec{r})|^2} \quad (4.7)$$

L'intensité de la superposition des deux ondes dépend :

- du déphasage entre celles-ci ;
- du contraste C qui dépend de leur amplitude ;
- de leur polarisation.

4.2.1.1 Conditions d'interférence

Dans (4.7), le terme $(C \cos[\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_2(\vec{r}, \omega)] \vec{u}_1 \cdot \vec{u}_2)$ est le terme d'interférence. Puisque $\vec{u}_1 \cdot \vec{u}_2 \in [0; 1]$, le terme d'interférence sera le plus élevé lorsque $\vec{u}_1 = \vec{u}_2$. A

contrario, l'interférence disparaîtra totalement si \vec{u}_1 est orthogonal à \vec{u}_2 . Pour toute situation intermédiaire, l'interférence sera plus ou moins présente.

Considérons que les deux ondes ont la même polarisation ($\vec{u}_1 = \vec{u}_2$). L'interférence est constructive quand :

$$I_{tot} > |E_1(\vec{r})|^2 + |E_2(\vec{r})|^2 \quad (4.8)$$

Ceci apparaît lorsque :

$$\cos[\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_2(\vec{r}, \omega)] > 0 \quad (4.9)$$

c'est-à-dire, lorsque :

$$\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_2(\vec{r}, \omega) \in \left] -\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2} \right[\pm 2m\pi \quad (4.10)$$

où m est un entier naturel. L'intensité I_{tot} est maximale si le déphasage entre les deux ondes est égale à $(\pm 2m\pi)$. En revanche, l'interférence est destructive lorsque :

$$I_{tot} < |E_1(\vec{r})|^2 + |E_2(\vec{r})|^2 \quad (4.11)$$

Ceci apparaît quand :

$$\cos[\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_2(\vec{r}, \omega)] < 0 \quad (4.12)$$

c'est-à-dire, lorsque :

$$\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_2(\vec{r}, \omega) \in \left] \frac{\pi}{2}; \frac{3\pi}{2} \right[\pm 2m\pi \quad (4.13)$$

L'intensité I_{tot} est minimale si le déphasage entre les deux ondes est égale à $(\pi \pm 2m\pi)$. C'est le cas qui nous intéresse dans l'étude. Le déphasage entre les deux ondes provient du déphasage à l'origine et de la distance parcourue par les ondes dans l'air jusqu'au point d'observation. Si les deux ondes n'ont pas les mêmes amplitudes ($|E_1(\vec{r})| \neq |E_2(\vec{r})|$), alors une annulation totale de I_{tot} n'est pas possible. Autrement dit, le niveau de champ ne sera pas nul.

4.2.1.2 Superposition de deux ondes sphériques

Considérons maintenant deux ondes sphériques de même polarisation et dont les sources sont placées de part et d'autre de l'origine aux points $\vec{a}_1 = -\frac{a}{2}\vec{e}_y$ et $\vec{a}_2 = +\frac{a}{2}\vec{e}_y$, comme le montre la Fig. 4.1.

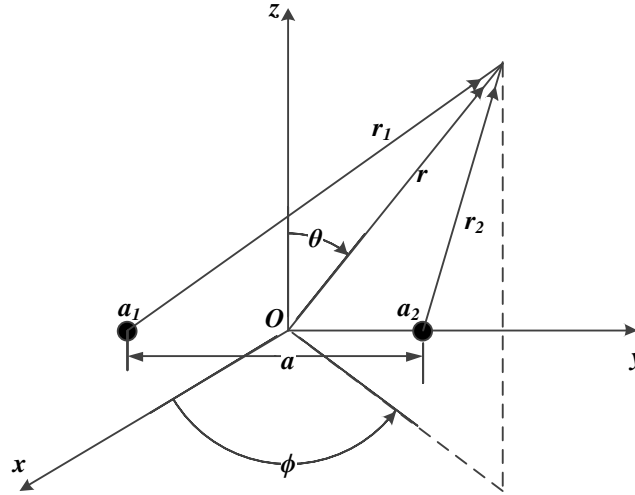


Fig. 4.1 : Représentation des deux sources dans l'espace.

Les champs rayonnés par les deux sources sont donnés par les expressions suivantes :

$$\vec{E}_1(\vec{r}, t) = \frac{E_{01}}{r_1} e^{-j[kr_1 - \omega t + \varphi_{01}]} \vec{e}_\theta \quad (4.14)$$

$$\vec{E}_2(\vec{r}, t) = \frac{E_{02}}{r_2} e^{-j[kr_2 - \omega t + \varphi_{02}]} \vec{e}_\theta \quad (4.15)$$

avec

$$r_i = |\vec{r} - \vec{a}_i| \quad (4.16)$$

où φ_{01} et φ_{02} représentent les phases à l'origine des deux sources. Les termes $|E_1(\vec{r})|$, $|E_2(\vec{r})|$, C et $\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_2(\vec{r}, \omega)$ de l'équation (4.6) sont alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} |E_1(\vec{r})|^2 = \left(\frac{E_{01}}{r_1} \right)^2 \\ |E_2(\vec{r})|^2 = \left(\frac{E_{02}}{r_2} \right)^2 \\ C = \frac{\left(\frac{E_{01}}{r_1} \right) \left(\frac{E_{02}}{r_2} \right)}{\left(\frac{E_{01}}{r_1} \right)^2 + \left(\frac{E_{02}}{r_2} \right)^2} \\ \varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_2(\vec{r}, \omega) = k(|\vec{r} - \vec{a}_1| - |\vec{r} - \vec{a}_2|) + (\varphi_{01} - \varphi_{02}) \end{array} \right. \quad (4.17)$$

La Fig. 4.2 montre l'intensité de l'onde calculée dans le plan xOy ($\theta = 90^\circ$) quand les deux sources émettent en phase. Les amplitudes des ondes sont supposées identiques. Nous pouvons remarquer la présence des lobes et des zones d'ombre. Les lobes représentent les zones où l'interférence est constructive tandis que les zones d'ombre représentent les zones où l'interférence est destructive. Ici, la valeur du contraste est égale à 1 qui est la valeur maximale. Une annulation totale de l'intensité, et donc du champ électrique, se produit dans les zones d'ombre.

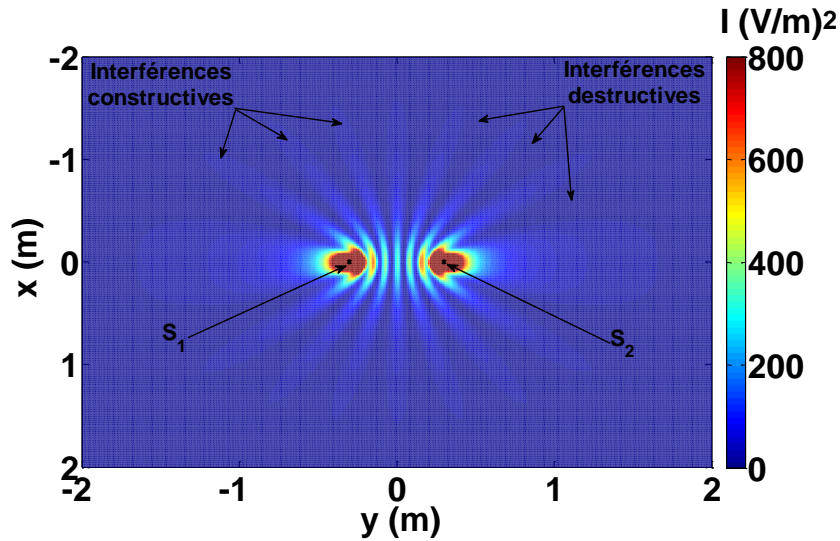


Fig. 4.2 : Intensité de l'onde calculée dans le plan xOy . Les deux sources émettent en phase. Les amplitudes des ondes sont identiques. La distance qui sépare les deux sources est égale à 4λ .

L'interférence est constructive et maximale quand les deux ondes arrivent en phase, c'est-à-dire lorsque :

$$k(|\vec{r} - \vec{a}_1| - |\vec{r} - \vec{a}_2|) = \pm 2m\pi \quad (4.18)$$

d'où :

$$\|\vec{r} - \vec{a}_1\| - \|\vec{r} - \vec{a}_2\| = m\lambda \quad (4.19)$$

L'équation (4.19) décrit dans l'espace des surfaces qui sont des hyperboloïdes de révolution à 2 nappes dont les foyers se situent entre les deux sources (Fig. 4.3). Ces surfaces coupent donc la droite Oy qui relie les deux sources. En utilisant l'équation (5.19) et en remplaçant les valeurs de x et y par 0, nous obtenons l'équation suivante :

$$|y| = \frac{m\lambda}{2} \quad (4.20)$$

Le nombre de lobes est alors égale au nombre de multiples de $\frac{\lambda}{2}$ qui se situent de part et d'autre de l'origine O et qui sont limités par les positions des deux sources. Si la distance a entre les deux sources est égale à un multiple de λ , l'interférence est constructive pour toutes les valeurs de y où $|y| \geq \frac{a}{2}$ comme le montre la Fig. 4.2.

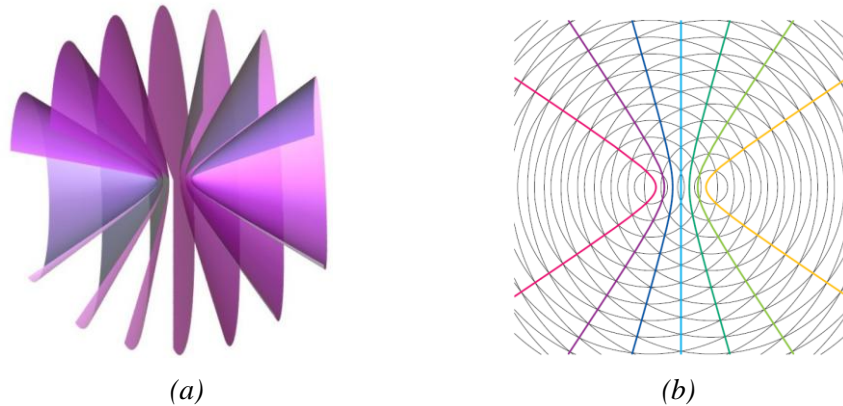


Fig. 4.3 : (a) Représentation des hyperboloïdes en 3D. (b) Représentation en 2D dans le plan xOy .

L'hyperboloïde qui passe par l'origine est le plan xOz . Si le déphasage entre les deux sources est maintenant égal à $\pi + 2m\pi$, l'interférence est destructive sur le plan xOz . Nous allons utiliser ce phénomène dans le paragraphe suivant pour protéger le corps.

4.2.2 Etudes préliminaires de configuration d'antennes en vue de la protection du corps

Dans la pratique, nous allons utiliser des antennes comme source de rayonnement. Les sources utilisées précédemment sont des sources isotropes. Cependant, une antenne isotrope

n'existe pas. L'antenne la plus proche d'une antenne isotrope en termes de rayonnement est l'antenne dipôle. Nous allons donc utiliser des antennes dipôles pour la suite de l'étude.

4.2.2.1 Champ électrique émis par un dipôle demi-onde

La Fig. 4.4 montre un dipôle demi-onde dans l'espace et le système de coordonnées utilisé. L'expression du champ électrique rayonné par un dipôle est donnée en coordonnées polaire dans [2]. Une fois transformée en coordonnées sphériques, on trouve :

$$\vec{E}_i(\vec{r}, t) = \begin{pmatrix} E_{ir} = j \frac{\eta I_{0i} e^{-j\varphi_{0i}}}{4\pi\rho} \left\{ \left[\sin\theta \left(r \cos\theta - \frac{l}{2} \right) - \rho \cos\theta \right] \frac{e^{-jkR_{i1}}}{R_{i1}} + \left[\sin\theta \left(r \cos\theta + \frac{l}{2} \right) - \rho \cos\theta \right] \frac{e^{-jkR_{i2}}}{R_{i2}} \right\} e^{j\omega t} \\ E_{i\theta} = j \frac{\eta I_{0i} e^{-j\varphi_{0i}}}{4\pi\rho} \left\{ \left[\cos\theta \left(r \cos\theta - \frac{l}{2} \right) + \rho \sin\theta \right] \frac{e^{-jkR_{i1}}}{R_{i1}} + \left[\cos\theta \left(r \cos\theta + \frac{l}{2} \right) + \rho \sin\theta \right] \frac{e^{-jkR_{i2}}}{R_{i2}} \right\} e^{j\omega t} \\ E_{i\phi} = 0 \end{pmatrix} \quad (4.21)$$

où :

$$\begin{cases} R_{i1} = \sqrt{\rho^2 + \left(z - \frac{l}{2}\right)^2} \\ R_{i2} = \sqrt{\rho^2 + \left(z + \frac{l}{2}\right)^2} \\ \rho = \sqrt{x^2 + y^2} \end{cases} \quad (4.22)$$

où I_{0i} et φ_{0i} sont l'amplitude et la phase à l'origine du courant circulant dans le dipôle respectivement. η représente l'impédance du milieu. Nous remarquons que la composante radiale du champ électrique n'est pas nulle. Ceci est normal car l'expression donnée par l'équation (4.21) prend en compte l'expression du champ électrique en champ proche. Nous

Chapitre 4 : Solution GIANTE

pouvons retrouver l'expression du champ électrique rayonné par un dipôle en champ lointain en utilisant les approximations suivantes [2] :

$$R_{i1} = R_{i2} = r \quad (\text{pour l'amplitude}) \quad (4.23)$$

$$\begin{cases} R_{i1} = r - \frac{l}{2} \cos \theta \\ R_{i2} = r + \frac{l}{2} \cos \theta \end{cases} \quad (\text{pour la phase}) \quad (4.24)$$

Par conséquent, l'expression du champ électrique devient :

$$\vec{E}_i(\vec{r}, t) \approx \begin{pmatrix} E_{ir} = 0 \\ E_{i\theta} = j \frac{\eta I_{0i} e^{-j\varphi_{0i}}}{2\pi r} \left[\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} e^{-jkr} \right] e^{j\omega t} \\ E_{i\phi} = 0 \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

Cette fois la composante radiale du champ électrique est nulle. L'onde rayonnée par le dipôle en champ lointain a donc un mode TE.

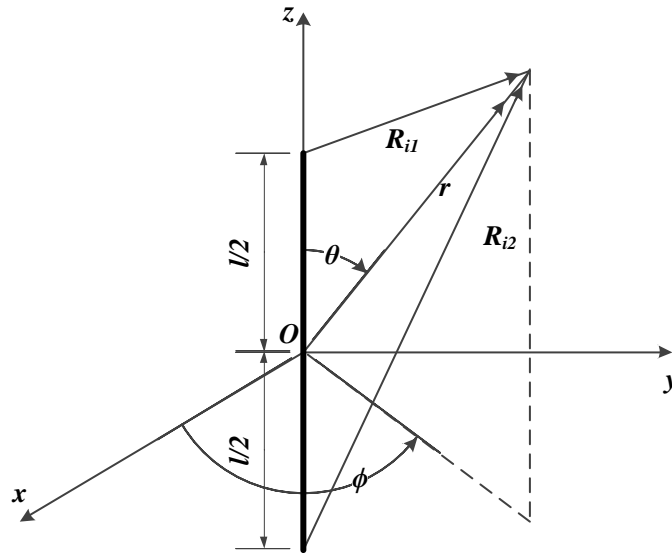


Fig. 4.4 : Représentation d'un dipôle dans l'espace.

Pour l'étude, la fréquence de travail est très près de 2 GHz. La longueur d'onde dans le vide est égale à 15 cm. Sachant que les dipôles seront placés près du corps et intégrés dans le gilet, les distances entre les dipôles devraient être du même ordre de grandeur que la longueur

Chapitre 4 : Solution GIANTE

d'onde. Par conséquent, nous ne pouvons pas négliger la contribution du champ électrique en champ proche. Pour la suite de l'étude, nous allons utiliser l'expression donnée par l'équation (4.21).

4.2.2.2 Première configuration

Nous allons maintenant utiliser deux dipôles identiques: dipôle 1 et dipôle 2, de centres $a_1 \left(\vec{a}_1 = \frac{a}{2} \vec{e}_x \right)$ et $a_2 \left(\vec{a}_2 = -\frac{a}{2} \vec{e}_x \right)$. Ils sont orientés parallèlement à l'axe O_z comme le montre la Fig. 4.5. Nous avons vu précédemment que le nombre de lobes qui représentent la zone où l'interférence est constructive est égal au multiple de $\frac{\lambda}{2}$ se trouvant entre les deux sources. Afin de n'avoir qu'une seule zone, celle qui est au milieu des deux dipôles, nous avons choisi la valeur de la distance a qui sépare les deux dipôles égale à $\frac{\lambda}{2}$. Un déphasage égal à π est ensuite introduit entre les deux dipôles pour avoir une interférence destructive. Les amplitudes des courants des deux dipôles sont identiques. Ceci permet d'avoir une annulation totale de l'intensité.

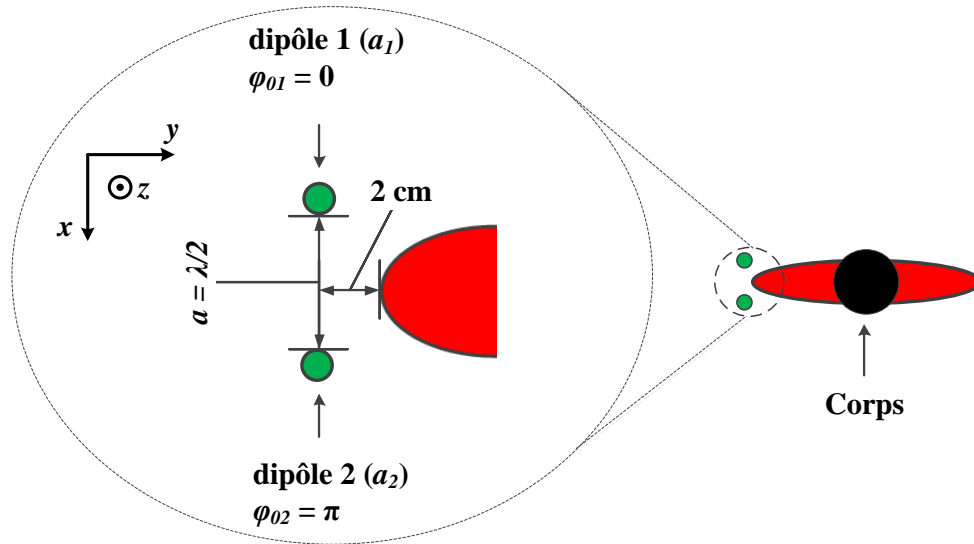


Fig. 4.5 : Représentation de la première configuration étudiée pour protéger le corps.

La Fig. 4.6 montre l'amplitude du champ électrique total rayonné par les deux dipôles. Etant donné que c'est une étude qualitative, le niveau du champ électrique est normalisé par rapport à une valeur arbitraire permettant de mieux illustrer le phénomène d'interférence. La présence du corps n'est pas prise en compte dans ce calcul. D'après la Fig. 4.6, le niveau du champ électrique est faible à l'endroit où se situe le corps.

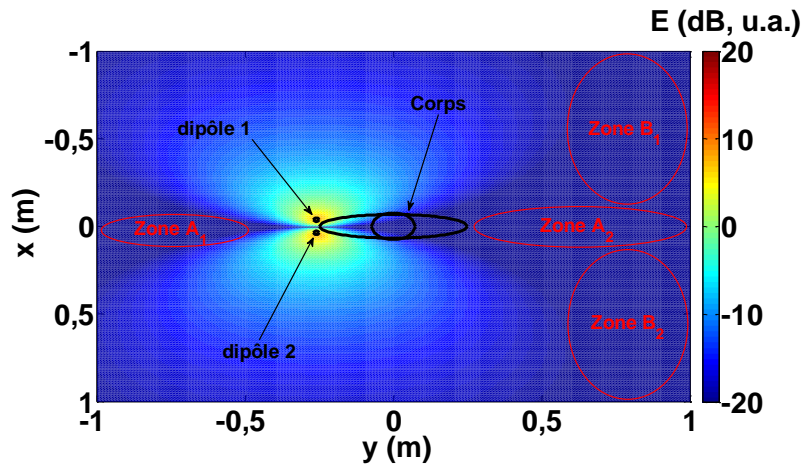


Fig. 4.6 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenue avec un groupe d'antennes.

Cependant, le groupe d'antennes formé par les deux dipôles n'est pas suffisant pour couvrir tout l'espace. En effet, les zones A_1 , A_2 , B_1 et B_2 ne sont pas couvertes. Pour couvrir les zones B_1 et B_2 , nous plaçons un autre groupe d'antennes identique au précédent sur l'épaule droite. La Fig. 4.7 montre l'amplitude du champ électrique obtenu par les deux groupes d'antennes. Les zones B_1 et B_2 ne sont pas totalement couvertes à cause de l'interférence entre les champs rayonnés par les deux groupes d'antennes. Ceci va dégrader la qualité de la communication si la cible se situe dans une zone d'ombre. Les techniques utilisées pour palier à ce problème sont présentées dans la section 4.2.4. En revanche, les zones A_1 , A_2 restent toujours non couvertes.

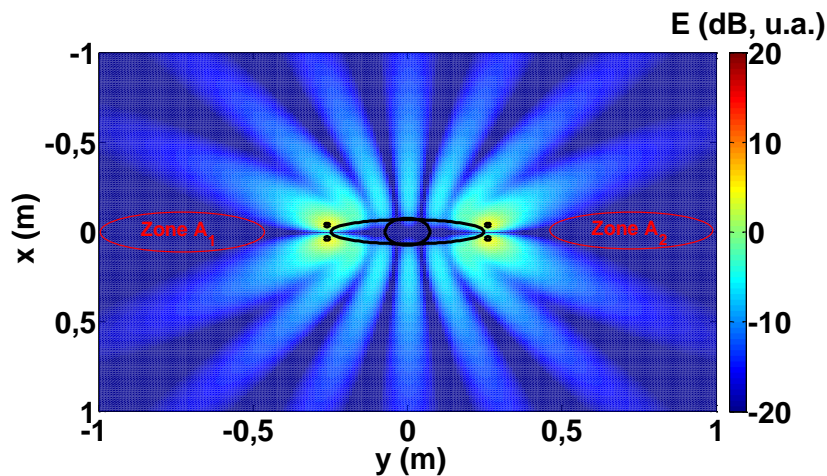


Fig. 4.7 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenue avec deux groupes d'antennes.

Cette configuration offre donc une protection du corps, une réalisation compatible et non complexe avec la technologie d'impression par jet d'encre. Cependant, le rayonnement de l'antenne ne couvre pas tout l'espace.

4.2.2.3 Deuxième configuration

Afin de couvrir les zones A_1 et A_2 , nous avons étudié la deuxième configuration montrée sur la Fig. 4.8. Les deux dipôles sont toujours orientés parallèlement à l'axe Oz . La distance et le déphasage entre les deux dipôles sont $\frac{\lambda}{4}$ et $\frac{\pi}{2}$ respectivement. Le dipôle 1 est placé à 2 cm de l'épaule.

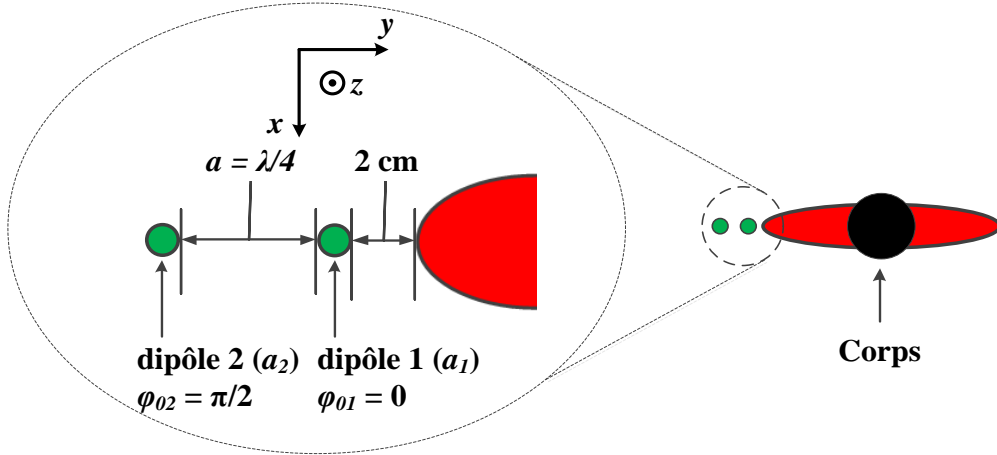


Fig. 4.8 : Représentation de la deuxième configuration étudiée pour protéger le corps.

Avec cette configuration, les ondes rayonnées par les deux dipôles dans la zone $y < 0$ seront en phase tandis que celles rayonnées dans la zone $y > 0$ seront déphasées de π . Ceci permet donc de couvrir la zone A_1 tout en protégeant le corps. Comme dans le cas précédent, les amplitudes des courants des deux dipôles sont identiques afin d'avoir une annulation totale de l'intensité. L'amplitude du champ électrique ainsi obtenue est représentée sur la Fig. 4.9. La présence du corps n'est toujours pas prise en compte dans le calcul.

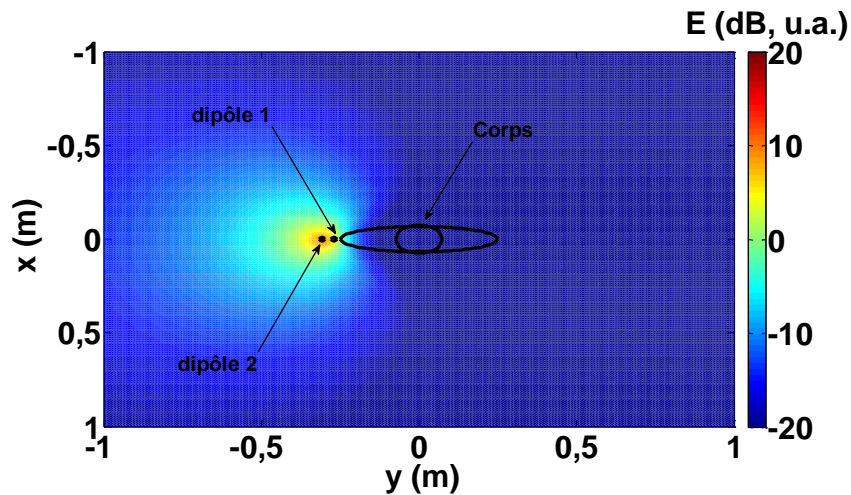


Fig. 4.9 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenue avec un groupe d'antennes.

Chapitre 4 : Solution GIANTE

Pour couvrir les zones A_2 , B_1 et B_2 nous plaçons un autre groupe d'antennes identique au précédent sur l'épaule droite. La Fig. 4.10 montre l'amplitude du champ électrique obtenu par les deux groupes antennes. Le rayonnement des deux groupes antennes couvre tout l'espace.

Cependant, chaque groupe d'antennes est formé par deux dipôles qui sont superposés. Ceci implique une structure multicouche de l'antenne. L'antenne ne sera pas alors compatible avec l'idée d'origine de l'intégration sur un tissu. De plus, il y aura un fort couplage entre les deux dipôles qui sont très proches, ce qui pourrait être problématique.

Cette deuxième configuration est plus performante que la première mais sa conception et sa réalisation demeurent irréalistes. Nous avons donc proposé une troisième configuration qui utilise trois dipôles. Elle permet de protéger le corps et de couvrir tout l'espace.

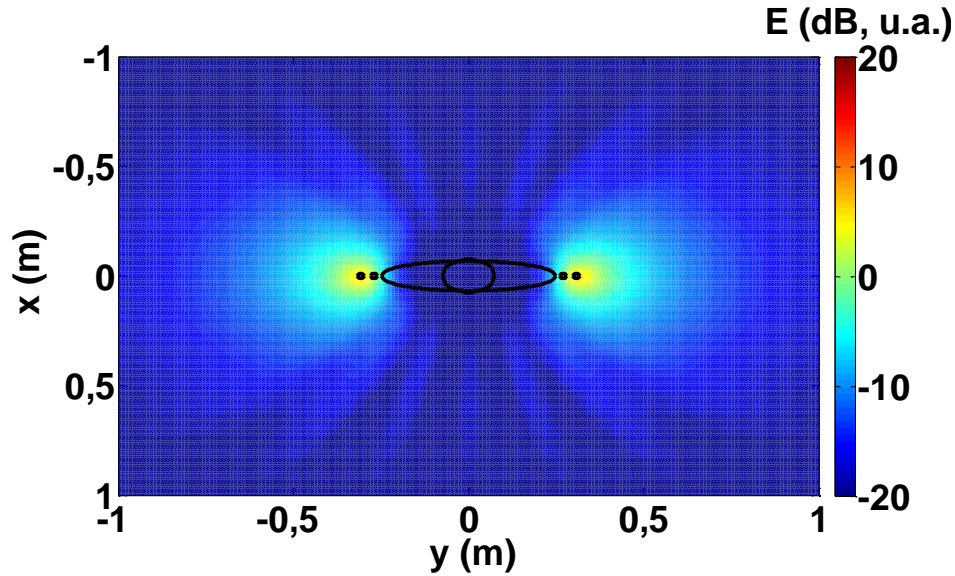


Fig. 4.10 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenue avec deux groupes d'antennes.

4.2.2.4 Superposition de trois ondes de même polarisation

Considérons maintenant trois ondes de même fréquence et de même polarisation :

$$\vec{E}_1(\vec{r}, t) = |E_1(\vec{r})| e^{-j[\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \omega t]} \vec{u} \quad (4.26)$$

$$\vec{E}_2(\vec{r}, t) = |E_2(\vec{r})| e^{-j[\varphi_2(\vec{r}, \omega) - \omega t]} \vec{u} \quad (4.27)$$

$$\vec{E}_3(\vec{r}, t) = |E_3(\vec{r})| e^{-j[\varphi_3(\vec{r}, \omega) - \omega t]} \vec{u} \quad (4.28)$$

où $\varphi_1(\vec{r}, \omega)$, $\varphi_2(\vec{r}, \omega)$ et $\varphi_3(\vec{r}, \omega)$ représentent les phases de chacune des ondes et \vec{u} est un vecteur unitaire. L'intensité obtenue par la superposition des trois ondes est :

$$I_{tot} = \begin{bmatrix} |E_1(\vec{r})|^2 + |E_2(\vec{r})|^2 + |E_3(\vec{r})|^2 \\ + 2|E_1(\vec{r})||E_2(\vec{r})|\cos[\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_2(\vec{r}, \omega)] \\ + 2|E_1(\vec{r})||E_3(\vec{r})|\cos[\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_3(\vec{r}, \omega)] \\ + 2|E_2(\vec{r})||E_3(\vec{r})|\cos[\varphi_2(\vec{r}, \omega) - \varphi_3(\vec{r}, \omega)] \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

Pour simplifier le problème, nous supposons que les trois ondes ont la même amplitude. L'équation (4.29) devient alors :

$$I_{tot} = 3|E_1(\vec{r})|^2 + 2|E_1(\vec{r})|^2 \begin{pmatrix} \cos[\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_2(\vec{r}, \omega)] + \\ \cos[\varphi_1(\vec{r}, \omega) - \varphi_3(\vec{r}, \omega)] + \\ \cos[\varphi_2(\vec{r}, \omega) - \varphi_3(\vec{r}, \omega)] \end{pmatrix} \quad (4.30)$$

D'après l'équation (4.30), l'intensité est nulle quand la somme des cosinus est égale à $-\frac{3}{2}$.

Ceci se produit par exemple lorsque :

$$\begin{cases} \varphi_1(\vec{r}, \omega) = kr_1 + \delta\varphi_1 = \frac{4\pi}{3} \\ \varphi_2(\vec{r}, \omega) = kr_2 + \delta\varphi_2 = 0 \\ \varphi_3(\vec{r}, \omega) = kr_3 + \delta\varphi_3 = \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (4.31)$$

où r_1 , r_2 et r_3 sont les distances entre le point d'observation et le centre de chacune des sources.

4.2.2.5 Trois dipôles formant un triangle autour de l'épaule

Nous allons maintenant considérer que les trois sources sont formées par trois dipôles :

dipôle 1, dipôle 2 et dipôle 3, de centre a_1 ($\vec{a}_1 = -a_1\vec{e}_y$), a_2 ($\vec{a}_2 = \frac{a_2}{2}\vec{e}_x$) et a_3 ($\vec{a}_3 = -\frac{a_2}{2}\vec{e}_x$)

respectivement. Les trois dipôles forment un triangulaire isocèle autour de l'épaule comme le montre la Fig. 4.11. Les dipôles sont identiques et sont orientés parallèlement à l'axe Oz . Le dipôle 1 est placé à 2 cm de l'épaule. L'amplitude des courants des trois dipôles est identique.

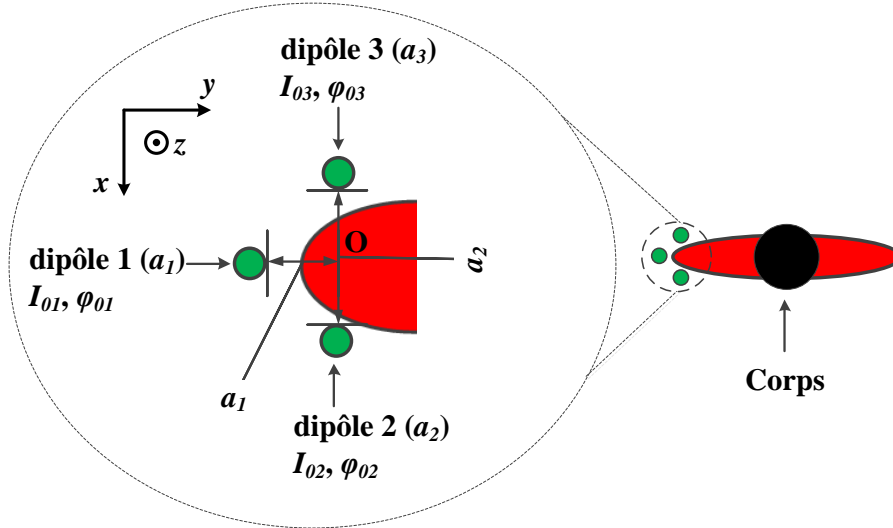


Fig. 4.11 : Représentation de la solution utilisée pour protéger le corps

L'objectif est d'avoir une intensité faible à l'endroit où se situe le corps. Les valeurs de a_1 et a_2 dépendent du type de gilet utilisé. Dans l'étude, nous avons considéré deux solutions qui sont compatibles aux formes des deux types de gilets utilisés par le projet GIANTE.

La solution 1 correspond aux valeurs de a_1 et a_2 qui sont égales à :

$$\begin{cases} a_1 = \frac{\lambda}{12} \\ a_2 = \frac{9\lambda}{8} \end{cases} \quad (4.32)$$

Pour la solution 2, a_1 et a_2 sont égales à :

$$\begin{cases} a_1 = \frac{\lambda}{4} \\ a_2 = \lambda \end{cases} \quad (4.33)$$

En appliquant l'équation (4.31) avec les conditions de l'équation (4.32), nous obtenons, pour la solution 1, les phases à l'origine suivantes :

$$\begin{cases} \delta\varphi_1 = \frac{7\pi}{6} \\ \delta\varphi_2 = -\frac{9\pi}{8} \\ \delta\varphi_3 = -\frac{11\pi}{24} \end{cases} \quad (4.34)$$

De même, nous obtenons pour la solution 2, les phases à l'origine suivantes :

$$\begin{cases} \delta\varphi_1 = \frac{5\pi}{6} \\ \delta\varphi_2 = -\pi \\ \delta\varphi_3 = -\frac{\pi}{3} \end{cases} \quad (4.35)$$

La Fig. 4.12 montre l'amplitude du champ électrique obtenu pour les deux solutions. La zone où l'amplitude du champ électrique est faible ne coïncide pas exactement avec la zone où se situe le corps. Ceci est dû à l'approximation sur les amplitudes des champs électriques. En effet, nous avons supposé que les amplitudes des trois ondes étaient identiques au point d'observation.

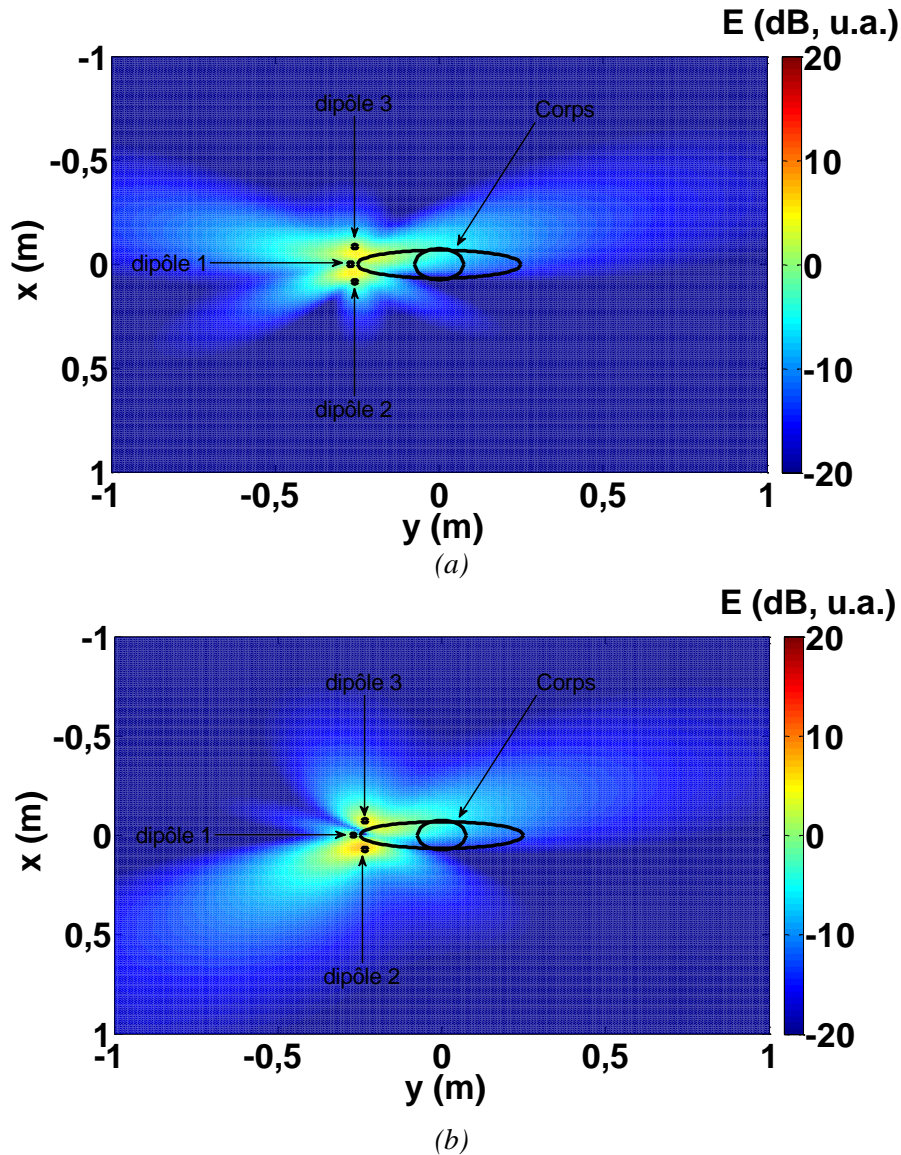


Fig. 4.12 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenue avec trois dipôles. (a) Solution 1. (b) Solution 2.

4.2.3 Optimisation de la configuration avec trois dipôles

4.2.3.1 Etude en espace libre

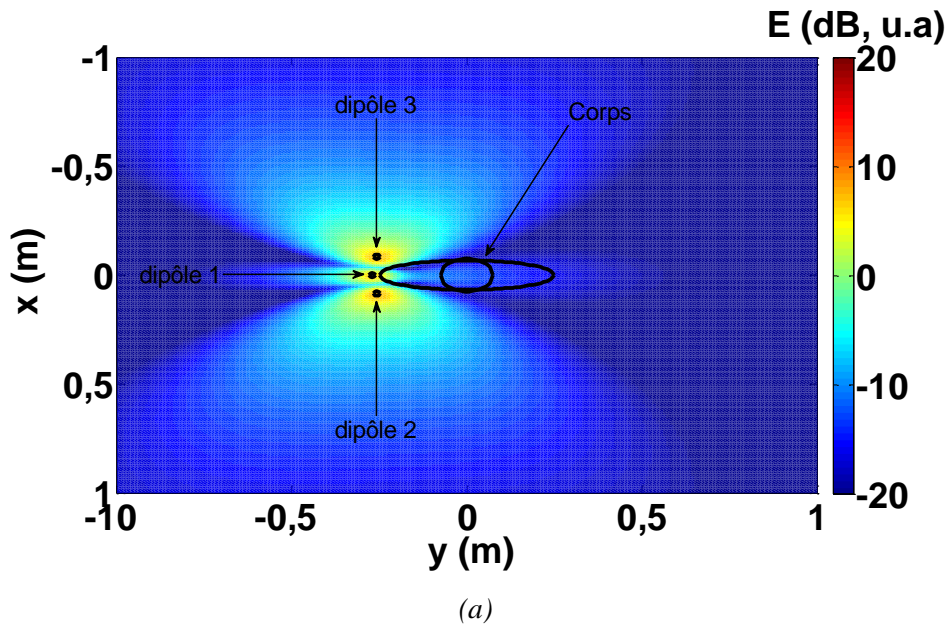
L'objectif est de faire coïncider la zone où l'amplitude du champ électrique est faible avec la zone où se situe le corps sans utiliser d'approximations sur les amplitudes et les phases des ondes. Pour réduire le nombre de variables et pour garantir une symétrie du champ par rapport au plan yOz , nous avons utilisé les conditions suivantes :

$$\begin{cases} I_{01} = I_{02} = I_{03} \\ \varphi_{02} = \varphi_{03} = 0^\circ \end{cases} \quad (4.36)$$

Par conséquent, la seule variable d'optimisation est φ_{01} . Ensuite, nous avons fait varier φ_{01} de 0 à 360°. La valeur obtenue par l'étude paramétrique pour les deux solutions est :

$$\varphi_{01} = \frac{7\pi}{6} = 210^\circ \quad (4.37)$$

La Fig. 4.13 montre que le niveau du champ électrique à l'endroit où se situe le corps est bien inférieur au niveau de référence pour les deux solutions proposées. Nous remarquons que le champ électrique rayonné est symétrique par rapport au plan yOz .



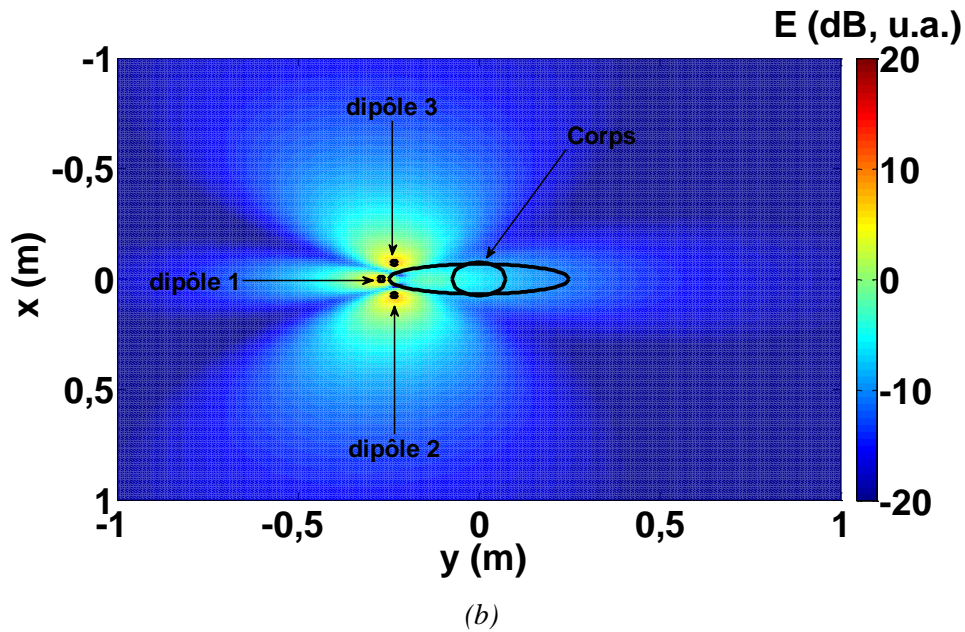


Fig. 4.13 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenue avec $\varphi_{01} = 210^\circ$. (a) Solution 1. (b) Solution 2.

4.2.3.2 Prise en compte du corps humain

Jusqu'ici, les calculs des champs électriques ont été effectués sans prendre en compte la présence du corps ainsi que le couplage entre les dipôles. Nous allons voir maintenant le champ électrique calculé avec le simulateur électromagnétique 3D commercial CST Microwave Studio. Pour simuler le corps, le model du corps humain « *Voxel Family (Gustav)* » du *CST Microwave Studio* est utilisé. Les dipôles utilisés dans l'étude sont des dipôles parfaits alimentés de manière symétrique au centre par des ports discrets d'impédance caractéristique 50Ω .

Les résultats de simulation montrent que les dipôles résonnent autour de 2,06 GHz avec une bonne adaptation. D'après la Fig. 4.14, l'amplitude du champ électrique qui traverse le corps est faible. Ceci semble montrer que le corps est protégé. Afin de valider cette hypothèse, le DAS a été calculé avec une puissance injectée de 1 W. Les DAS localisés sur 10 g de tissu sont 1,31 W/kg et 1,3 W/kg pour la solution 1 et la solution 2 respectivement. Ces valeurs sont inférieures à la valeur limite de la norme qui est égale à 2 W/kg [3], [4].

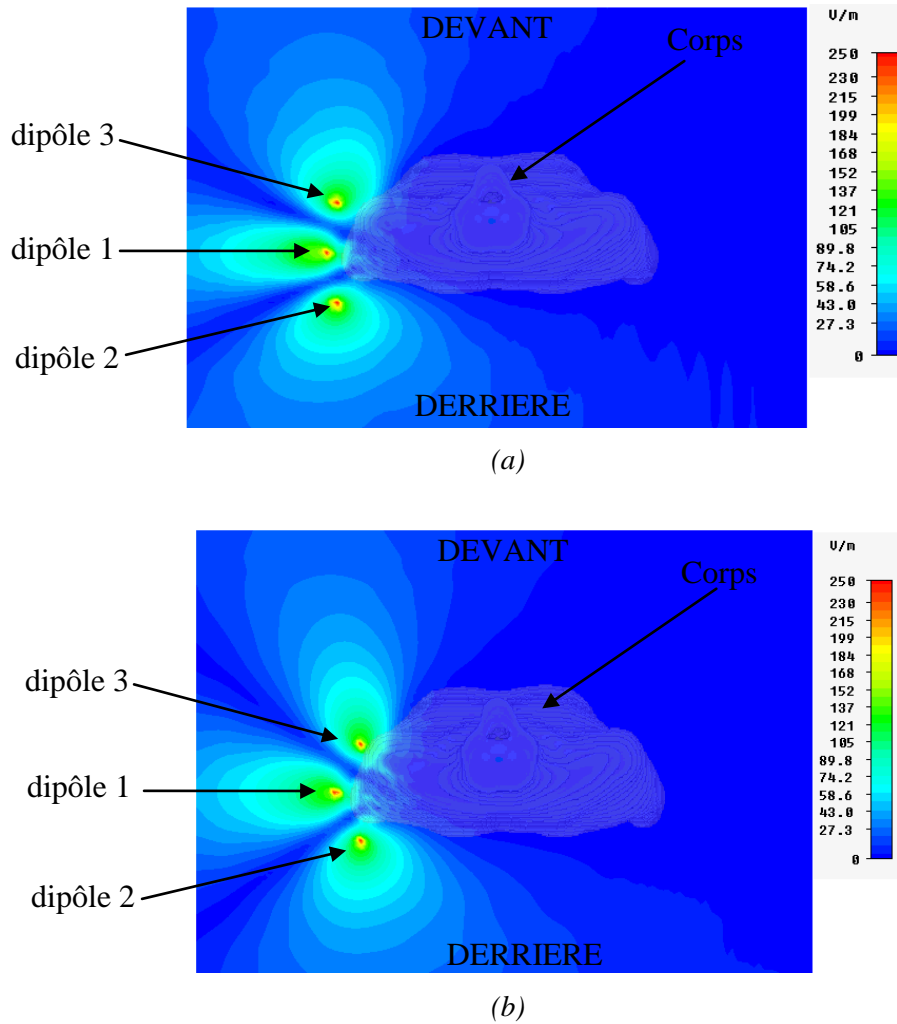


Fig. 4.14 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenue avec le groupe d'antennes gauche sous CST Microwave Studio. La puissance totale injectée est égale à 1 W.
(a) Solution 1. (b) Solution 2.

L'efficacité du groupe d'antennes a été également calculée et sa valeur est égale à 74% pour la solution 1. Pour la solution 2, l'efficacité vaut 63%. Il est à noter que pour un dipôle seul placé à 2 cm de l'épaule, les valeurs du DAS et de l'efficacité pour une puissance injectée de 1 W sont 3,16 W/kg et 54% respectivement (cf. 4.1). Avec ces deux solutions, la valeur du DAS a été divisée par trois et l'efficacité s'est améliorée d'au moins 9%. Ces résultats montrent que la configuration du groupe d'antennes en forme triangulaire permet d'améliorer les performances de l'antenne et la protection du corps par rapport à un dipôle seul.

Le diagramme de rayonnement d'un groupe d'antennes a été calculé. D'après la Fig. 4.15 (a), le rayonnement du groupe d'antennes obtenu avec la solution 1 couvre pratiquement le demi-plan gauche de l'espace sauf pour $\phi = 58^\circ$ et $\phi = 120^\circ$ où le gain vaut -4 dBi. Le

gain calculé est 6 dBi à $\phi = 90^\circ$. D'après la Fig. 4.15 (b), le rayonnement du groupe d'antennes obtenu avec la solution 2 couvre pratiquement le demi-plan gauche de l'espace sauf pour $\phi = 52^\circ$ et $\phi = 128^\circ$ où les gains valent -20 dBi et -12 dBi respectivement. Le gain calculé est 6 dBi à $\phi = 90^\circ$. Les résultats de simulation montrent également que le rayonnement en cross-polarisation est très faible pour les deux solutions. Ceci montre que le groupe d'antennes a une polarisation linéaire suivant \vec{e}_θ .

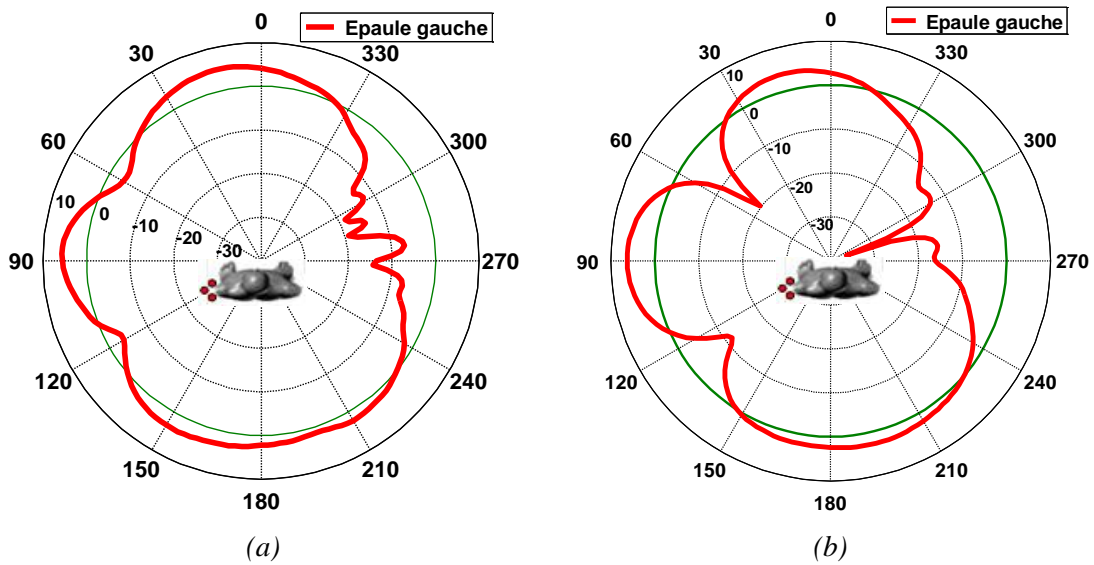


Fig. 4.15 : Diagramme de rayonnement dans le plan H du groupe d'antennes formé par trois dipôles en forme triangulaire en présence du corps. Le groupe d'antennes est placé sur l'épaule gauche. (a) Solution 1. (b) Solution 2.

4.2.4 Techniques d'alimentation des deux groupes antennes

Nous venons de voir précédemment que le rayonnement du groupe d'antennes placé sur l'épaule gauche (groupe d'antennes gauche) couvre uniquement le demi-plan gauche de l'espace. Nous allons voir maintenant les techniques envisagées afin de couvrir tout l'espace.

4.2.4.1 Deux groupes d'antennes alimentés simultanément

La première technique étudiée est l'ajout du symétrique du groupe d'antennes gauche sur l'épaule droite que nous appelons groupe d'antennes droit, puis alimenter simultanément les deux groupes d'antennes (Fig. 4.16). Le signal à transmettre aux deux groupes d'antennes est divisé en deux parties égales par un diviseur de puissance. Un câble RF relie une sortie du diviseur de puissance à l'entrée d'un des groupes d'antennes. L'autre sortie du diviseur de puissance est reliée par un câble RF à un déphaseur variable contrôlable électriquement dont la sortie est reliée à l'entrée du second groupe d'antennes.

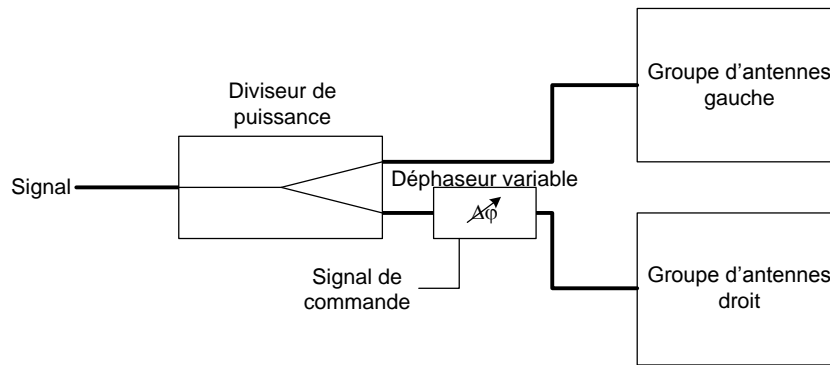


Fig. 4.16 : Schéma de principe de l'alimentation en parallèle des deux groupes d'antennes, différence de phase fixe.

Le diagramme de rayonnement pour une différence de phase de 0° obtenu par la simulation est celui illustré à la Fig. 4.17. Nous remarquons que des lobes et des creux apparaissent. Ce phénomène est causé par la figure d'interférence entre les deux groupes d'antennes. Pour pallier à ce problème, nous pouvons faire varier très rapidement la phase entre les deux signaux qui alimentent les deux groupes d'antennes de 0 à 2π afin de déplacer en temps réel la position des lobes et des creux. Le diagramme de rayonnement obtenu est illustré à la Fig. 4.18. Il est formé par l'enveloppe des lobes. Le diagramme de rayonnement est quasi-omnidirectionnel. Le gain calculé est $5,7$ dBi lorsque $\phi = 0^\circ$ et 5 dBi lorsque $\phi = 180^\circ$. Ce type d'alimentation favorise alors la communication devant et derrière l'utilisateur.

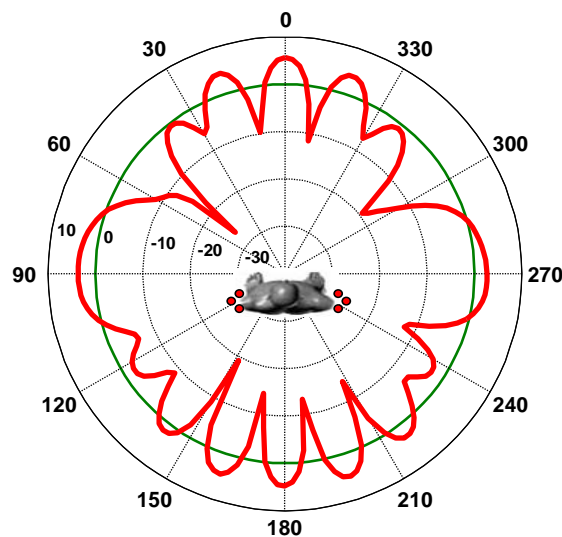


Fig. 4.17 : Diagramme de rayonnement dans le plan H des deux groupes d'antennes alimentés simultanément obtenu avec la solution 2.

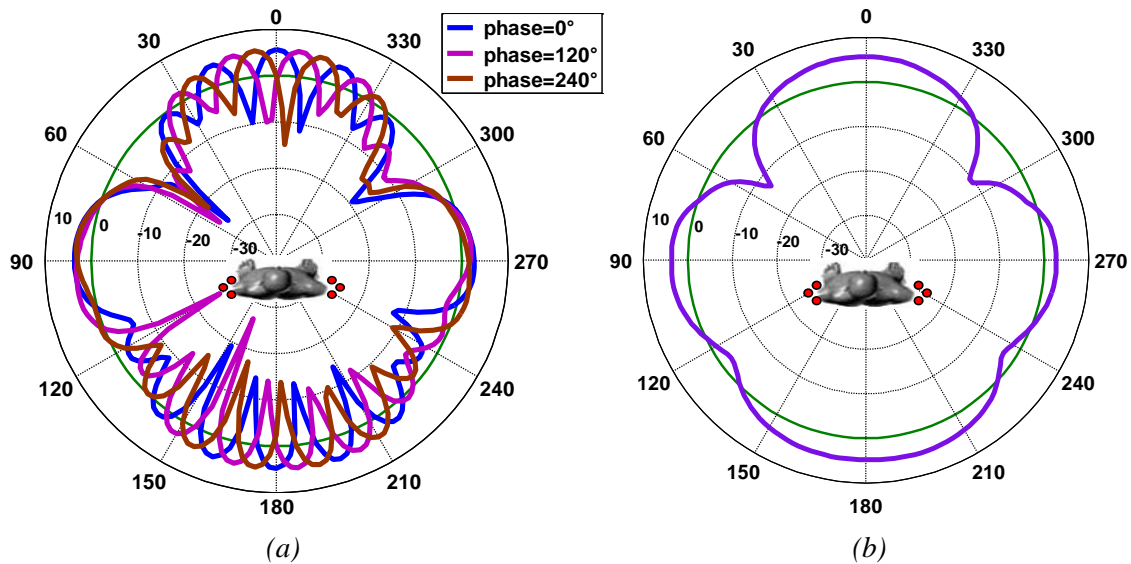


Fig. 4.18 : Diagramme de rayonnement dans le plan H des deux groupes d'antennes alimentés simultanément obtenu avec la solution 2. (a) Celui obtenu avec trois valeurs de phase entre les deux groupes d'antennes : 0° , 120° et 240° . (b) Celui obtenu avec une variation en temps réel rapide de la phase.

Par ailleurs, le fait de diviser la puissance injectée par deux permet d'améliorer la protection du corps. La Fig. 4.19 montre l'amplitude du champ électrique lorsque les deux groupes d'antennes émettent en phase simultanément. Le niveau du champ qui traverse le corps devient très faible. Le DAS localisé sur 10 g de tissu obtenu par simulation est 0,98 W/kg. La variation de la phase entre les signaux qui alimentent les deux groupes d'antennes n'intervient pas sur la protection du corps de chaque groupe d'antennes car les dipôles qui forment un groupe d'antennes subissent tous en même temps une variation de phase de manière identique.

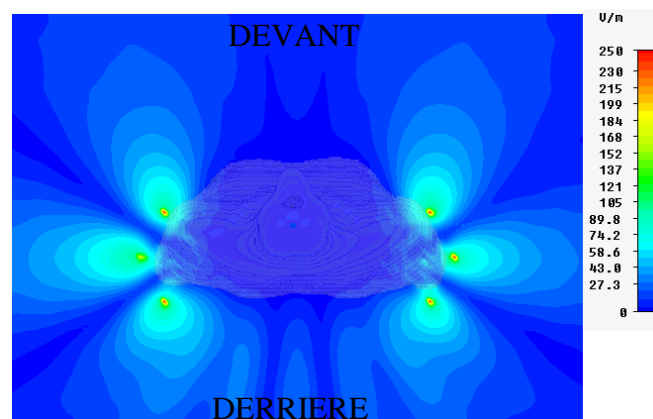


Fig. 4.19 : Cartographie de l'amplitude du champ électrique dans le plan xOy obtenue avec la solution 2 sous CST Microwave Studio. Les deux groupes d'antennes sont alimentés simultanément. La puissance totale injectée est égale à 1 W.

En outre, ce type d'alimentation ne nécessite aucune modification du poste Radio d'Information Félin (RIF). Cependant, un composant électronique supplémentaire assurant le déphasage des signaux qui alimentent les deux groupes d'antennes est nécessaire.

La question de la vitesse de déphasage nécessaire est une question difficile à laquelle nous n'avons pas pu répondre. En effet, cette valeur est intimement liée au protocole de transmission des signaux utilisé par les postes d'émission et de réception. Pour des questions de confidentialité, nous n'avons pas pu obtenir de données ni d'estimation de la part des experts de SAGEM. Nous pensons qu'une approche expérimentale serait nécessaire pour répondre à cette question.

4.2.4.2 Deux groupes d'antennes alimentés séquentiellement

Une autre technique consiste à ajouter le symétrique du groupe-antenne gauche sur l'épaule droite mais à ne plus les alimenter simultanément mais séquentiellement. Il n'y a plus de phénomène d'interférence. Le groupe antennes utilisé pour communiquer est celui qui reçoit ou émet le plus de puissance. A un instant donné, un seul groupe est donc alimenté et reçoit ou émet toute la puissance. Le signal à transmettre passe à travers un commutateur commandé par un signal électrique. Des câbles RF relient les sorties du commutateur aux entrées des groupes d'antennes, voir la Fig. 4.20.

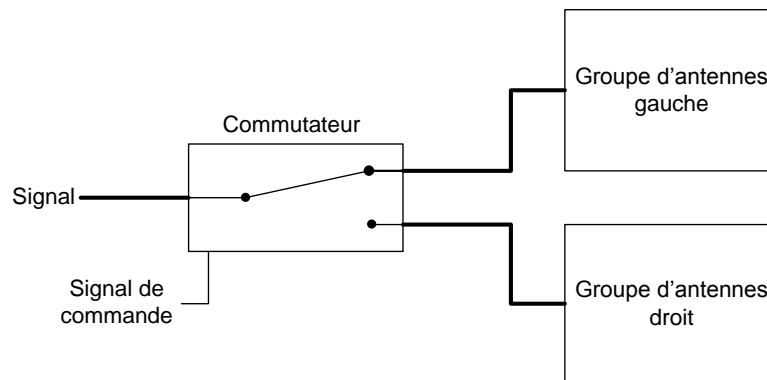


Fig. 4.20 : Schéma de principe de l'alimentation commutée entre les deux groupes d'antennes.

Dans ce cas, le diagramme de rayonnement obtenu est celui de la Fig. 4.21. Le diagramme de rayonnement est obtenu avec le maximum de la superposition des diagrammes de rayonnement des deux groupes d'antennes. Le diagramme de rayonnement est quasi-omnidirectionnel. Le gain est celui d'un groupe d'antennes (6 dBi lorsque $\phi = 90^\circ$ et $\phi = -90^\circ$). Ce type d'alimentation favorise alors la communication sur les côtés de l'utilisateur.

Ce type d'alimentation est bien compatible avec le poste RIF car c'est la technique utilisée par le poste actuellement. Cependant, elle nécessite une modification du poste car la version actuelle est dotée d'un connecteur et d'une antenne interne.

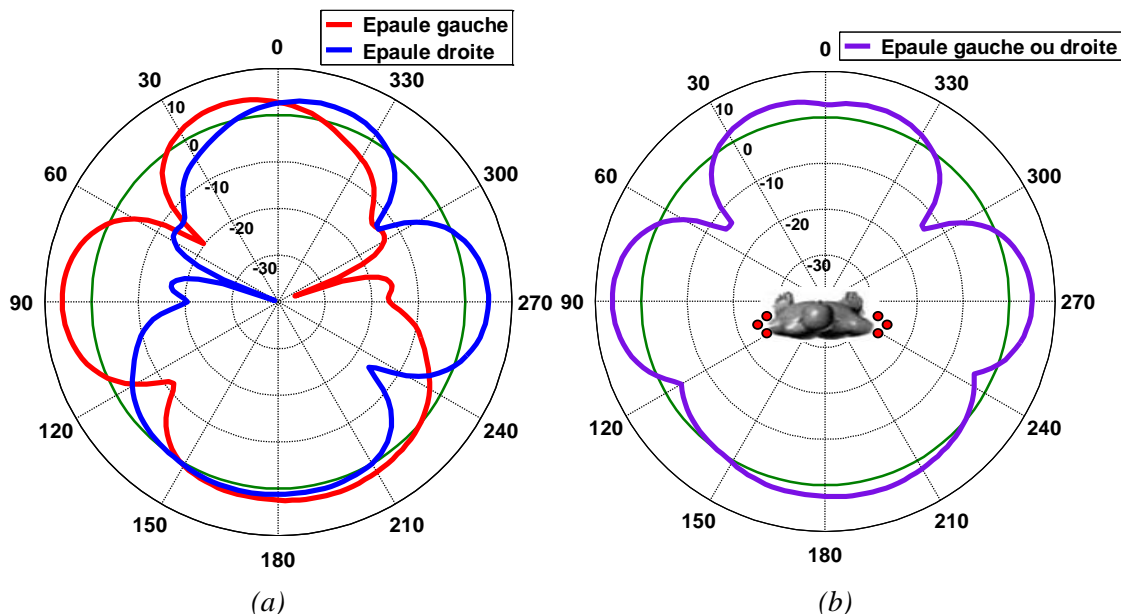


Fig. 4.21 : Diagramme de rayonnement dans le Plan H des deux groupes d'antennes alimentés séquentiellement obtenu avec la solution 2. (a) Celui obtenu avec le groupe-antenne gauche uniquement et droite uniquement. (b) Celui obtenu avec le groupe-antenne gauche ou le groupe-antenne droite.

Les résultats des études ont montré que le groupe d'antennes formé par trois dipôles formant un triangulaire autour de l'épaule est la solution la plus adaptée pour le projet GIANTE. Avec cette solution, le groupe d'antennes présente de bonnes performances et le corps est bien protégé. De plus, puisque la structure est monocouche, elle permet de bénéficier des atouts de l'impression par jet d'encre. De plus, elle est facile à intégrer dans le gilet.

4.3 Conception et réalisation de l'antenne GIANTE 1

4.3.1 Configuration avec les antennes conformées au gilet militaire 1

Nous allons maintenant prendre en compte dans l'étude la forme du gilet militaire 1 (Fig. 4.22). En effet, les groupes d'antennes seront insérés dans les épaulières du gilet. Ainsi, les dipôles vont prendre la forme de l'épaulière. L'épaulière du gilet militaire 1 a un rayon de courbure de 15 cm. La solution la plus adaptée à la forme de l'épaulière du gilet militaire 1 est la solution 1.

La forme de l'épaulière est modélisée par l'inclinaison du dipôle 1 par rapport à la verticale de 35° et celles des deux autres de 22° . Les déphasages entre les dipôles restent les mêmes. D'après la Fig. 4.23, le corps est toujours protégé même si les orientations des dipôles ont changé. Le DAS localisé sur 10 g de tissu obtenu par simulation est 1,19 W/kg. L'efficacité du groupe antenne a été également calculée et sa valeur est égale à 72%.



Fig. 4.22 : Photo du gilet militaire. (a) Vue de face. (b) Vue de profil.

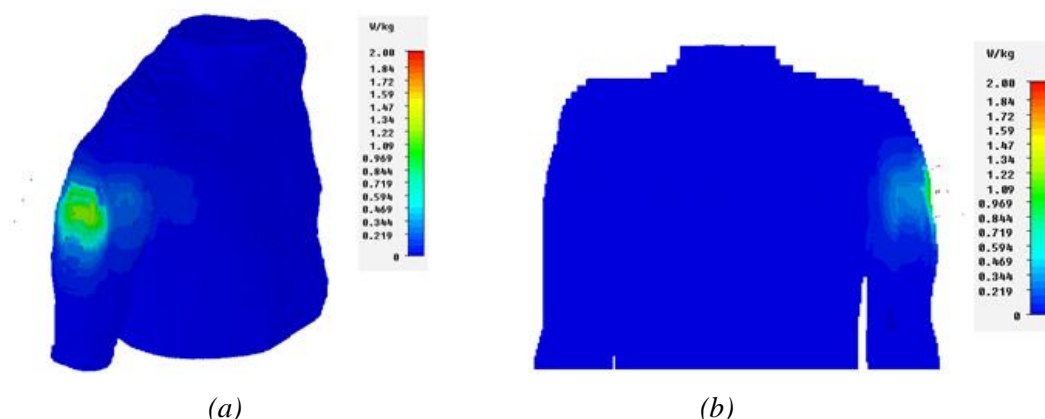


Fig. 4.23 : DAS localisé sur 10g de tissu obtenu par simulation avec une puissance totale injectée de 1W. (a) Vue en perspective. (b) Vu de dos.

4.3.2 Circuit d'alimentation

Jusqu'ici, les antennes utilisées dans l'étude sont des dipôles alimentés par des ports discrets. Les amplitudes et les phases des signaux ont été générées par ces ports. Nous allons présenter maintenant la conception d'un groupe d'antennes avec son circuit d'alimentation. Le schéma bloc d'un groupe d'antennes est illustré sur la Fig. 4.24. Il est composé d'un diviseur de puissance à trois voies et d'un déphaseur. Le diviseur de puissance divise le signal qui arrive à l'entrée du circuit d'alimentation en trois signaux identiques. Le déphaseur

permet de créer un déphasage de 210° entre le signal qui alimente le dipôle 1 et les deux signaux qui alimentent les dipôles 1 et 3.

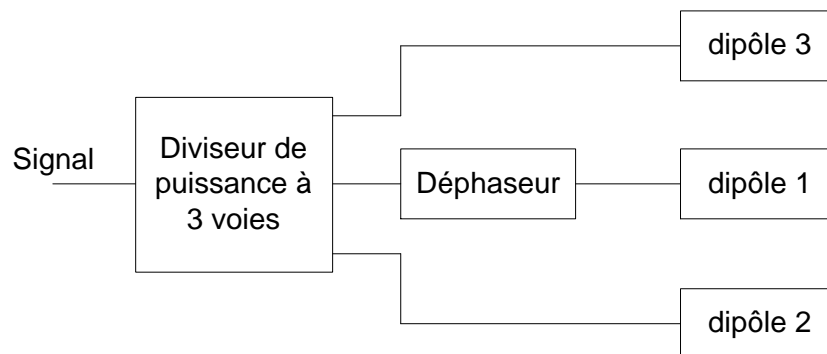


Fig. 4.24 : Circuit d'alimentation d'un groupe antenne.

4.3.2.1 Etat de l'art sur les diviseurs de puissance à 3 voies

L'élément-clé du circuit d'alimentation est le diviseur de puissance à trois voies. C'est lui qui va définir la topologie du circuit (micro-ruban, coplanaire, uni-planaire, etc.) d'alimentation, et donc de l'antenne GIANTE. Une étude bibliographique sur les diviseurs de puissance planaires a été faite. Les résultats ont montré que les études portant sur les diviseurs de puissance uni-planaire à deux voies sont peu nombreuses. De plus, aucune publication n'a été trouvée sur les diviseurs de puissance uni-planaire à N voies. Par contre, beaucoup de travaux sur les diviseurs de puissance en structure micro-ruban (microstrip en anglais et noté MST) ont été réalisés et publiés. Cependant, la réalisation de ces structures n'est pas compatible avec l'objectif final d'intégration car la métallisation se fait sur les deux côtés du substrat.

Nous avons fait le choix de valider d'abord le concept étudié avec une antenne GIANTE en structure micro-ruban qui sera réalisée par photolithographie sur un substrat souple. Ensuite, le concept sera transposé en structure uni-planaire afin d'être compatible avec l'impression par jet d'encre.

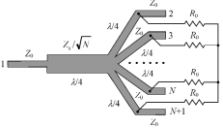
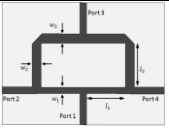
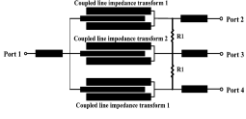
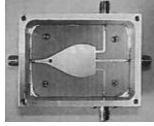
D'après les résultats de la recherche bibliographique, nous pouvons distinguer les diviseurs de puissance en structure micro-ruban en quatre catégories :

- les diviseurs de puissance se basant sur la théorie du diviseur de Wilkinson [5]–[8] ;
- les diviseurs de puissance se basant sur les diviseurs Bagley polygone [9]–[12] ;
- les diviseurs de puissance se basant sur des lignes couplées [13]–[15] ;
- les diviseurs de puissance se basant sur des disques circulaires [16]–[18].

Chapitre 4 : Solution GIANTE

Nous avons simulé deux diviseurs de puissance de Wilkinson et deux diviseurs de puissance Bagley polygone. Ces diviseurs ont été redimensionnés pour fonctionner autour de 2 GHz. L'optimisation a été faite avec *CST Microwave Studio*. Ils ont été ensuite réalisés et caractérisés. Les résultats obtenus sont résumés dans le Tab. 4.1. Nous remarquons que les quatre catégories offrent une bonne adaptation en entrée. Le diviseur de Wilkinson est celui qui a la bande passante la plus large. Il est donc le plus performant. Nous avons donc choisi un diviseur de puissance de type Wilkinson en structure micro-ruban sans résistance, c'est le cas pour les réseaux d'antennes.

Tab. 4.1 : Tableau de synthèse des diviseurs de puissance en structure micro-ruban trouvées dans la littérature.

Diviseur de puissance	Catégorie	Bande passante	Adaptation en entrée	Equilibre en sortie	Impédance de sortie
	Wilkinson	>100%	bonne	symétrique ou asymétrique	50 Ω
	Bagley polygone	67%	bonne	symétrique	50 Ω
	ligne couplée	40%	bonne	symétrique	50 Ω
	disque circulaire	55%	bonne	symétrique	50 Ω

4.3.2.2 Diviseur de puissance à 3 voies en structure micro-ruban

Nous avons trouvé deux types de diviseur de Wilkinson dans la littérature. Nous appellerons Wilkinson 1 [5] et Wilkinson 2 [7] les deux types de diviseur. Ils sont illustrés sur la Fig. 4.25. Les deux diviseurs ont été optimisés pour fonctionner autour de 2 GHz. Le substrat utilisé est le FR4 ($\epsilon_r = 4,5$; $\tan(\delta) = 0,025$) d'épaisseur 0,8 mm. Les deux structures ont été ensuite réalisées par photolithographie avec du cuivre d'épaisseur 18 μm . La Fig. 4.26 montre les photos des deux diviseurs réalisés.

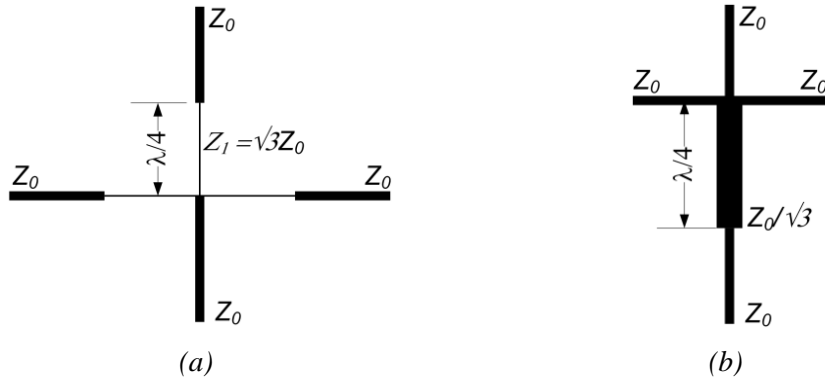


Fig. 4.25 : Deux structures possibles du diviseur de puissance de Wilkinson. (a) Wilkinson 1. (b) Wilkinson 2.

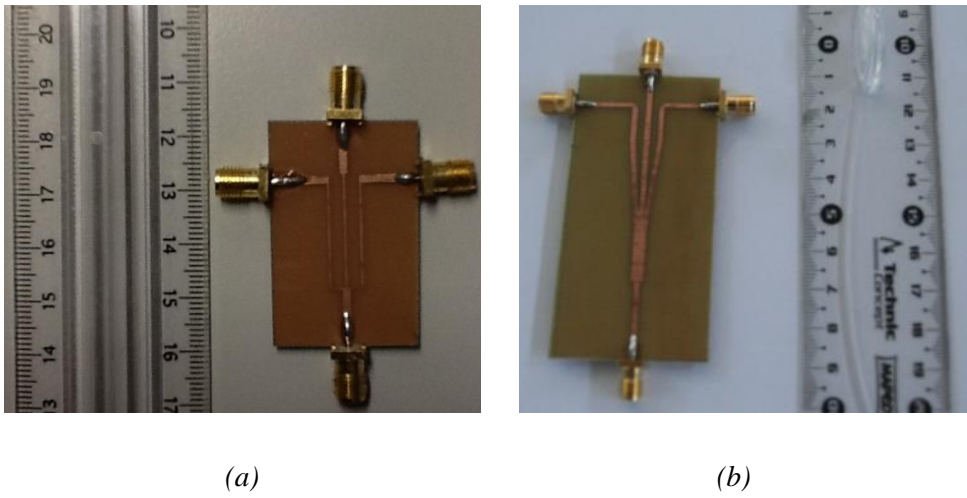


Fig. 4.26 : Photos des diviseurs de puissance réalisée sur FR4. a) Wilkinson 1. (b) Wilkinson 2.

D'après la Fig. 4.27 (a), le diviseur de puissance Wilkinson 1 a une bonne adaptation avec une bande-passante mesurée à -10 dB de [1,27 – 2,62] GHz, soit 70% à 2 GHz. Nous constatons un bon accord entre les résultats de mesure et de simulation. La différence de 8 dB au niveau de l'adaptation à 2 GHz provient du connecteur SMA qui n'est pas pris en compte dans la simulation. La Fig. 4.27 (b) montre les coefficients de transmission du diviseur Wilkinson 1. Etant donné que les ports 2 et 3 sont symétriques, le coefficient de transmission entre les ports 1 et 2 est identique à celui entre les ports 1 et 3. Seuls les coefficients de transmission entre les ports 1 et 2 et entre les ports 1 et 4 sont présentés. Nous constatons que les résultats de mesure et de simulation sont proches. Les pertes d'insertion données par l'équation suivante ont été également caractérisées :

$$Insertion_loss = \sum_{i=1, i \neq j}^n \frac{S_{ij}^2}{1 - S_{11}^2} \quad (4.38)$$

Chapitre 4 : Solution GIANTE

où n est le nombre de ports en sortie. Pour l'étude, n est égale à 3. La Fig. 4.27 (c) montre les pertes d'insertion du diviseur Wilkinson 1. Elles sont inférieures à 0,06 dB sur toute la bande passante mesurée. La Fig. 4.27 (d) montre que tous les ports sont équilibrés sur toute la bande de fréquences. La variation maximale est inférieure à 0,3 dB sur toute la bande.

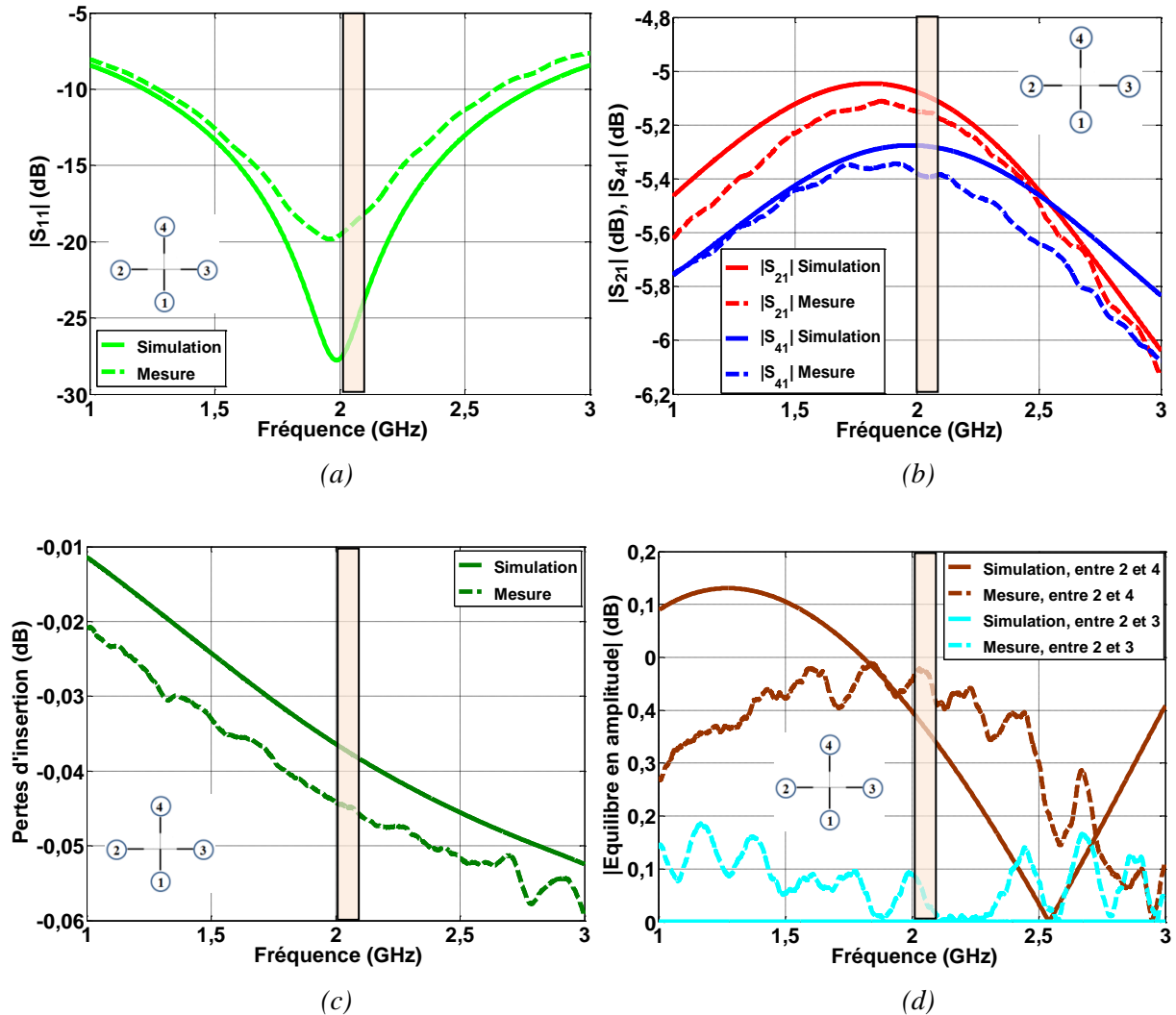


Fig. 4.27 : Résultats de mesure et de simulation obtenus avec Wilkinson 1. (a) Coefficient de réflexion. (b) Coefficient de transmission. (c) Pertes d'insertion. (d). Equilibre en amplitude en sortie.

Par ailleurs, d'après la Fig. 4.28 (a), le diviseur de puissance Wilkinson 2 a une bonne adaptation avec une bande passante mesurée à -10 dB supérieure à 100% à 2 GHz. Nous constatons un bon accord entre les résultats de mesure et de simulation. La Fig. 4.28 (b) montre les coefficients de transmission du diviseur Wilkinson 2. Nous constatons que les résultats de mesure et de simulation sont proches. La Fig. 4.27 (c) montre les pertes d'insertion du diviseur Wilkinson 2. Elles sont inférieures à 0,14 dB dans toute la bande. La

Fig. 4.27 (d) montre que tous les ports sont équilibrés sur toute la bande de fréquences. La variation maximale est inférieure à 1,1 dB sur toute la bande.

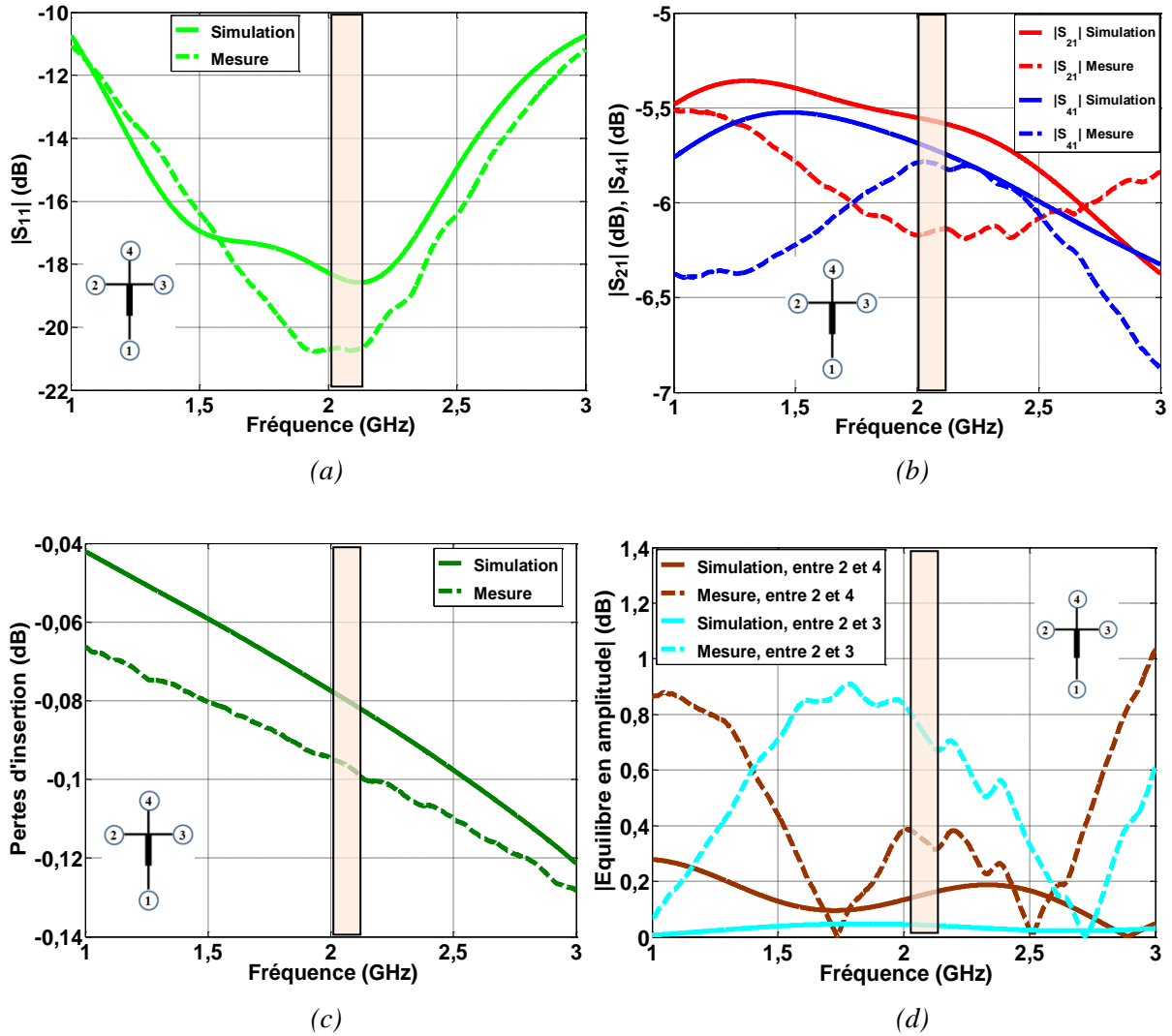


Fig. 4.28 : Résultats de mesure et de simulation obtenus avec Wilkinson 2. (a) Coefficient de réflexion. (b) Coefficient de transmission. (c) Pertes d'insertion. (d). Equilibre en amplitude en sortie

Les résultats obtenus avec les deux types de diviseur de Wilkinson montrent que le Wilkinson 1 est plus performant que le Wilkinson 2. Cependant, avec le Wilkinson 1, la largeur de la ligne de longueur $\frac{\lambda}{4}$ et d'impédance caractéristique égale à $\sqrt{3}Z_0$ est très faible pour un substrat d'épaisseur inférieure à 200 μm et de permittivité $\epsilon_r < 4$ si Z_0 est égale à 50 Ω . Sa réalisation par photolithographie sur un substrat souple comme le Kapton ($\epsilon_r = 3.4$; $\tan \delta = 0.005$) d'épaisseur 150 μm devient problématique. Par conséquent, nous avons choisi le diviseur de puissance Wilkinson 2.

4.3.2.3 Diviseur de puissance avec un déphaseur en structure micro-ruban

Les trois dipôles sont reliés aux trois sorties du diviseur de puissance via des lignes comme le montre la Fig. 4.29. La longueur de ces lignes est telle qu'un déphasage de 210° existe entre l'entrée du dipôle 1 et celle du dipôle 2, et de même pour les dipôles 1 et dipôle 3. Les longueurs physiques des lignes et le diviseur de puissance ont été optimisés en même temps avec *CST Microwave Studio*. Leurs dimensions sont résumées dans le Tab. 4.2.

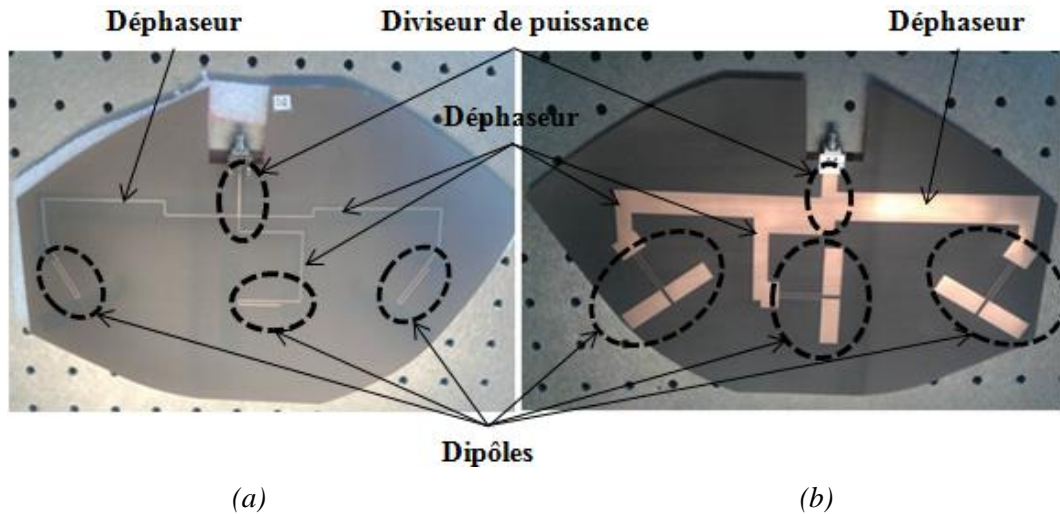


Fig. 4.29 : Photo du GIANTE 1 droit à plat sans l'épaulière. (a) Face avant. (b) Face arrière.

Tab. 4.2 : Dimensions du GIANTE 1 droit

Grandeur	Valeur	Grandeur	Valeur	Grandeur	Valeur	Grandeur	Valeur
$L1$	0,50 cm	$L10$	3,93 cm	$L21$	0,19 cm	$L32$	10,74 cm
$L2$	2,16 cm	$L11$	0,38 cm	$L22$	2,39 cm	$L33$	2,77 cm
$L3$	3,93 cm	$L12$	6,74 cm	$L23$	0,8 cm	$L34$	4,64 cm
$L4$	0,69 cm	$L13$	2,12 cm	$L24$	1,57 cm	$L35$	0,8 cm
$L5$	6,41 cm	$L14$	3,43 cm	$L25$	10,41 cm	$L36$	6,46 cm
$L6$	2,23 cm	$L15$	0,19 cm	$L26$	3,01 cm	$L37$	0,033 cm
$L7$	3,43 cm	$L16$	2,39 cm	$L27$	0,8 cm	$W1$	0,033 cm
θ_3	152°	$L17$	0,8 cm	$L28$	1,5 cm	$W2$	0,074 cm
θ_4	145°	$L18$	3,43 cm	$L29$	1 cm	$W3$	0,075 cm
$L8$	0,19 cm	$L19$	3,74 cm	$L30$	2,36 cm	$W4$	0,6 cm
$L9$	2,39 cm	$L20$	3,43 cm	$L31$	2,68 cm	$W5$	0,033 cm

Chapitre 4 : Solution GIANTE

La Fig. 4.30 (a), montre les coefficients de réflexion et de transmission de diviseur de puissance avec le déphaseur (circuit d'alimentation). Le circuit d'alimentation a une bonne adaptation avec une bande passante à -10 dB supérieure à 50% à 2 GHz. Elle couvre la bande de fréquences cibles [2,025 – 2,1] GHz. D'après la Fig. 4.30 (b), les pertes d'insertion du diviseur Wilkinson₁ sont inférieures à 0,75 dB sur toute la bande. Elles sont inférieures à 0,65 dB dans la bande de fréquences cible. D'après la Fig. 4.31 (a), tous les ports sont équilibrés en termes d'amplitude sur toute la bande. La variation maximale est inférieure à 0,45 dB. La Fig. 4.31 (b) montre que les signaux à la sortie du déphaseur aux ports 2 et 3 sont en phase. Ils sont en retard de phase de 210° par rapport au signal qui sort du déphaseur par le port 4.

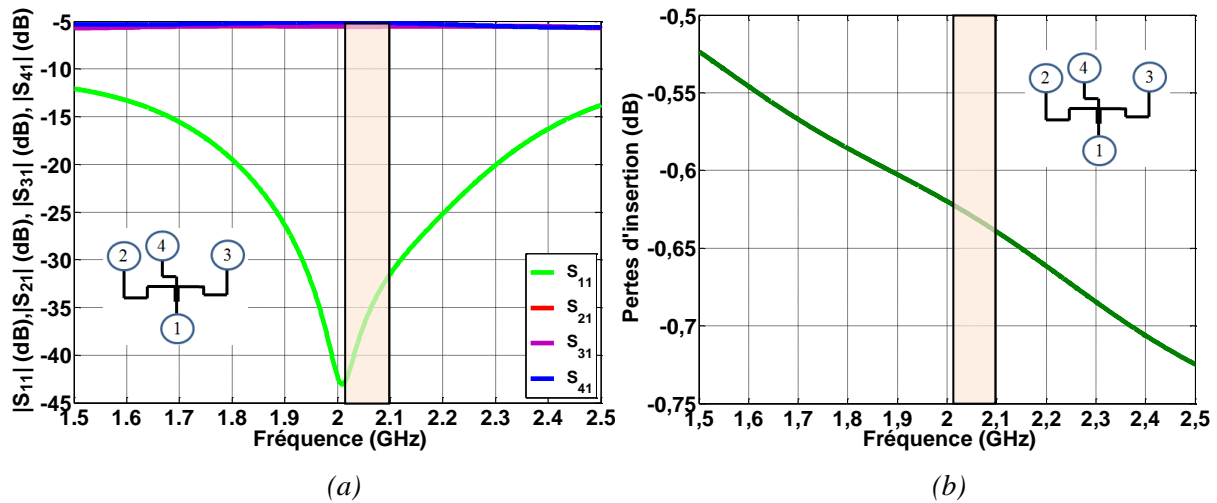


Fig. 4.30 : Résultats de simulation obtenus avec Wilkinson 2. (a) Coefficient de réflexion et de transmission. (b) Pertes d'insertion.

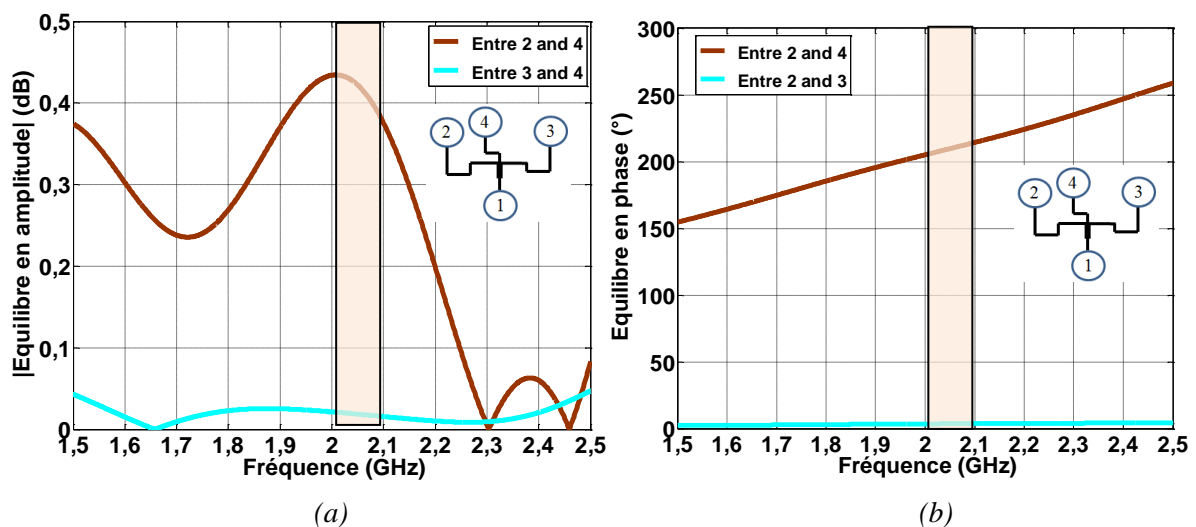


Fig. 4.31 : Equilibre en sortie obtenu en simulation avec Wilkinson 2. (a) Amplitude. (b) Phase.

4.3.3 Groupe d'antennes en structure micro-ruban

Nous venons de voir dans la section précédente le design du circuit d'alimentation du groupe d'antennes. Nous allons voir maintenant le design de l'antenne GIANTE 1 qui intègre le circuit d'alimentation.

4.3.3.1 Conception de l'antenne GIANTE 1

Le design complet d'un groupe d'antennes est formé par le circuit d'alimentation connecté aux trois dipôles planaires. Il est bien connu qu'un dipôle doit être alimenté par un signal équilibré. Cependant, le circuit d'alimentation, ici, est à base de lignes micro-rubans. Les signaux guidés par ce type de ligne de transmission sont des signaux non équilibrés. Par conséquent, les signaux qui sortent du circuit d'alimentation ne peuvent pas alimenter directement les dipôles. Un balun est alors nécessaire pour équilibrer ces signaux. Le balun Marchand replié [19] est le type de balun le plus utilisé pour équilibrer un signal guidé par une ligne micro-ruban. En effet, ce type de balun a été utilisé dans [20]–[25] pour alimenter un dipôle planaire. Nous avons alors utilisé ce type de balun pour alimenter les dipôles.

La structure du dipôle intégrant un balun Marchand replié est montrée sur la Fig. 4.32. Le balun est formé par une ligne MST en circuit ouvert de longueur $(L_{MST_1} + L_{MST_2} + L_{MST_3})$ et deux lignes coplanaires de type *Coplanar Stripline* (CPS) dont une est court-circuitée (Ligne CPS₂) et a une longueur L_{CPS_2} égale à $\frac{\lambda}{4}$. La ligne MST a une impédance caractéristique 50Ω . Ses dimensions sont donc identiques aux lignes qui sortent du circuit d'alimentation.

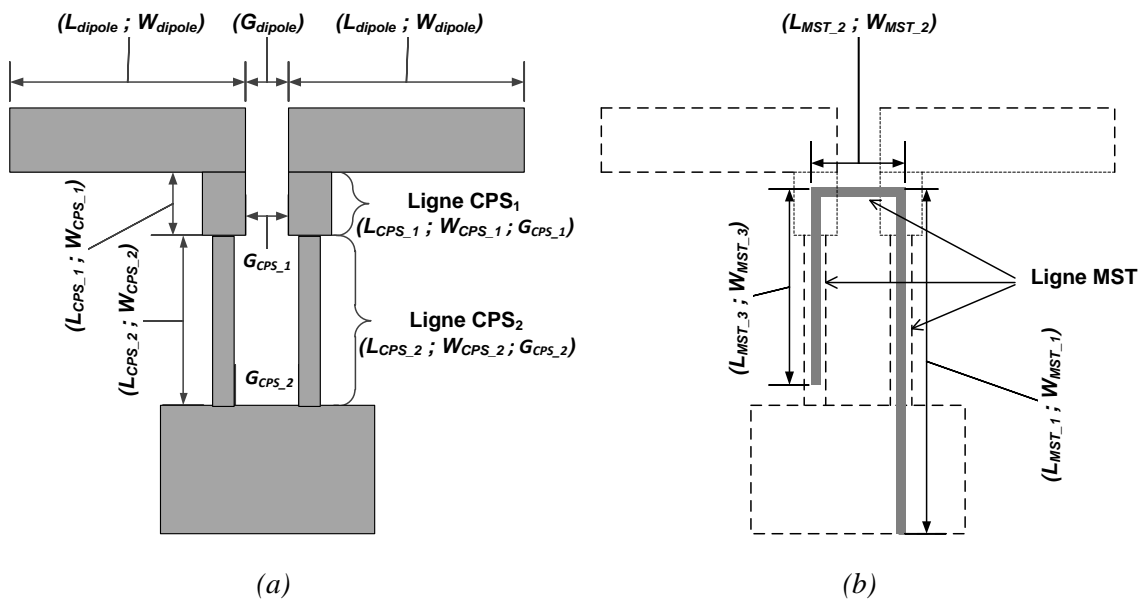
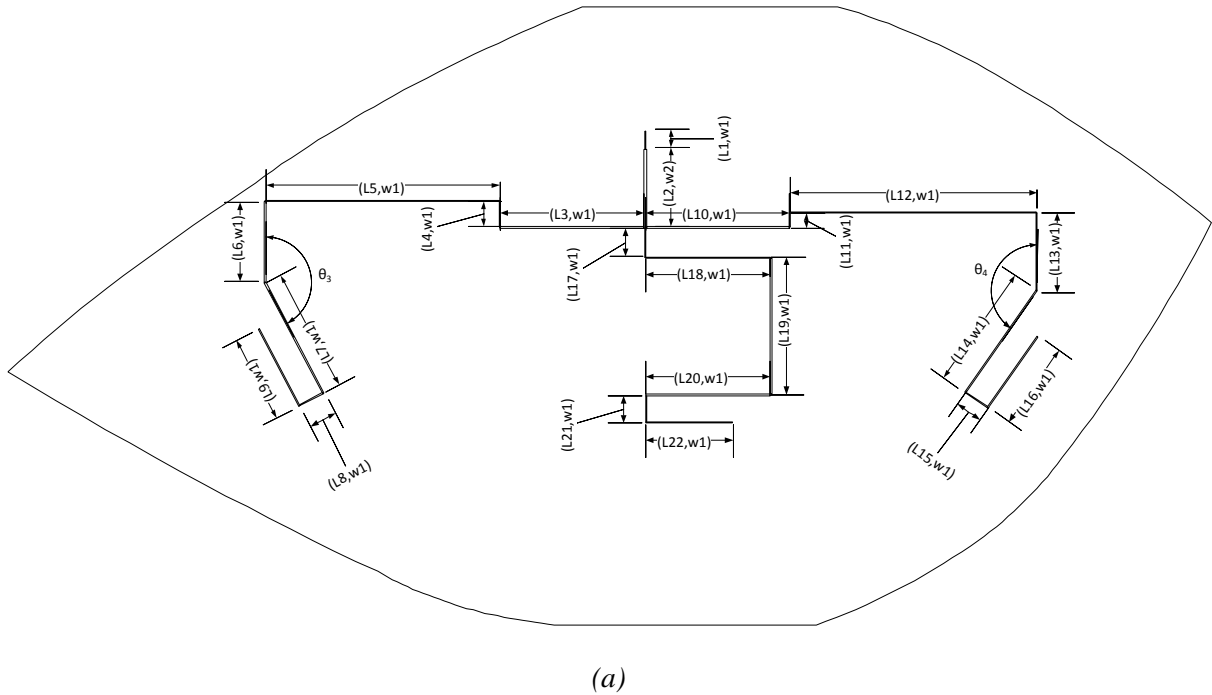


Fig. 4.32 : Structure du dipôle avec un balun Marchand intégré. (a) Face inférieure. (b) Face supérieure.

Les caractéristiques de l'antenne dépendent des dimensions du dipôle ainsi que celles du balun. En effet, la fréquence de résonance du dipôle est déterminée par la longueur L_{dipole} des deux bras. La valeur de L_{dipole} est en général proche de $\frac{\lambda}{2}$ car c'est un dipôle demi-onde. La bande-passante du dipôle est contrôlée par la largeur W_{dipole} des deux bras [26]. L'adaptation dépend du gap, G_{dipole} , entre les deux bras et des dimensions des lignes CPS₁, CPS₂ et MST. Cependant, dû au couplage entre les dipôles et aux réflexions du plan de masse du déphaseur, le dipôle doit être dimensionné en présence des deux autres et du circuit d'alimentation. Nous avons alors utilisé CST Microwave Studio pour optimiser la structure. La Fig. 4.29 montre la structure réelle du groupe-antenne droit que nous appelons GIANTE 1 droit qui est connecté à un connecteur RF d'impédance caractéristique 50 Ω . La structure détaillée du GIANTE 1 droit est illustrée sur la Fig. 4.33. Les dimensions ainsi obtenues sont résumées dans le Tab. 4.2. Le groupe-antenne gauche est appelé GIANTE 1 gauche. Elle a les mêmes dimensions que GIANTE 1 droit. L'antenne GIANTE 1 est formée par GIANTE 1 gauche et GIANTE 1 droit.



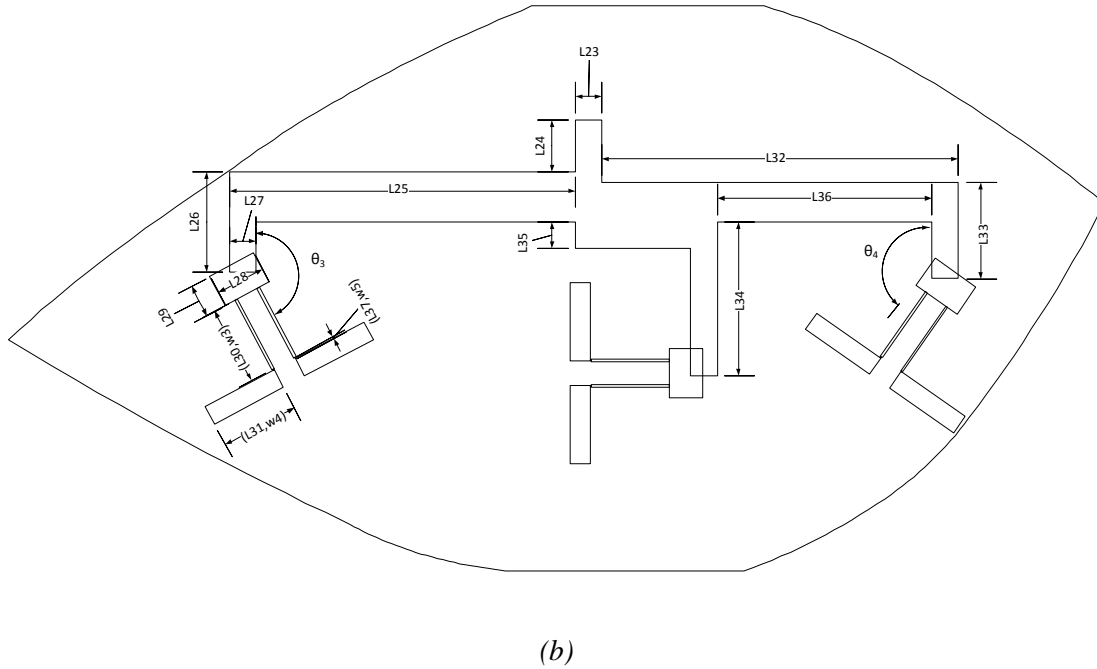


Fig. 4.33 : Structure détaillée du GIANTE 1 droit. (a) Face avant. (b) Face arrière.

4.3.3.2 Résultats de simulation et de mesure

Les antennes GIANTE 1 droit et gauche sont des structures à double face. Elles ont été réalisées par photolithographie sur du Kapton d'épaisseur 150 μm avec du cuivre d'épaisseur 18 μm . Elles ont été ensuite caractérisées. La Fig. 4.34 montre la comparaison entre les coefficients de réflexion de GIANTE 1 droit à plat et sans l'épaulière en espace libre obtenus par la mesure et la simulation. Nous constatons que les deux résultats sont proches. La bande-passante de l'antenne à -10 dB est assez large pour couvrir la bande de fréquences cible. Il est à noter que pour la plateforme de calcul « Dell PowerEdge » avec deux CPU « Intel Xeon X5650 » à 6 cœurs et 64 Go de RAM, le temps de calcul pour une seule simulation sous *CST Microwave studio* est 14 heures. D'après la Fig. 4.35, le coefficient de réflexion de l'antenne est modifié lorsqu'elle est insérée dans l'épaulière droite du gilet même sans la présence du corps. La fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences. Ceci pourrait provenir du couplage entre les dipôles lors de la courbure de l'antenne. En effet, lorsque l'antenne est courbée, les distances entre les dipôles sont réduites. Cependant, la bande de fréquences cible est toujours couverte. Lorsque le gilet est porté par un utilisateur (Fig. 4.37 (a)), le coefficient de réflexion de l'antenne est pratiquement inchangé. L'antenne est donc bien isolée du corps. De plus, elle est bien adaptée sur toute la bande de fréquences cible.

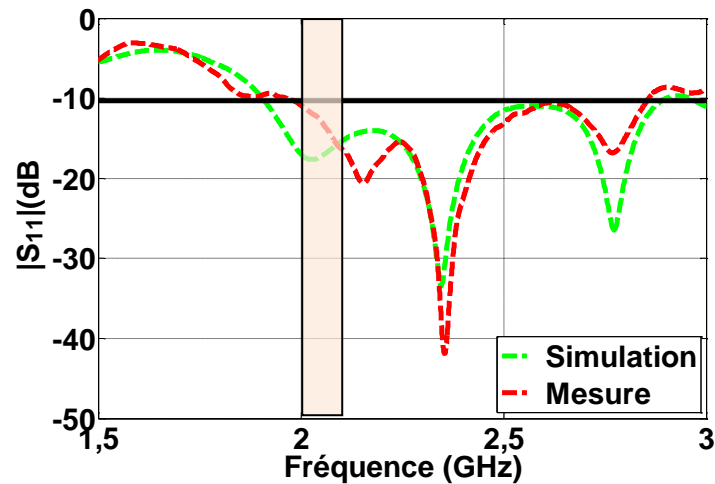


Fig. 4.34 : Coefficient de réflexion du GIANTE 1 droit à plat et sans l'épaulière en espace libre.

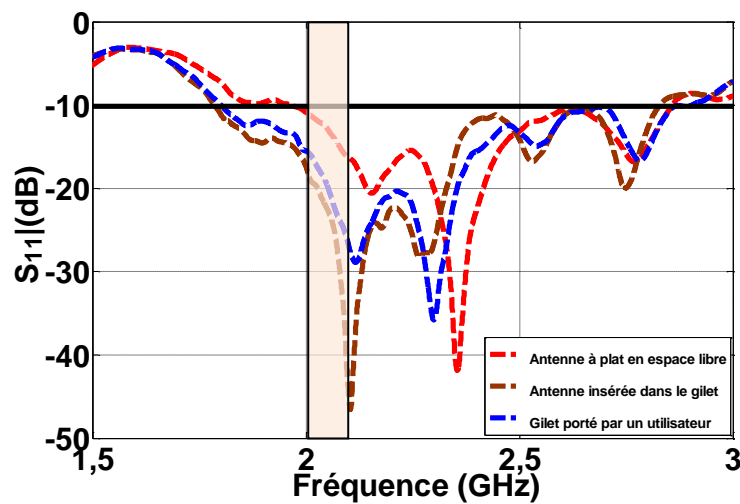


Fig. 4.35 : Coefficient de réflexion du GIANTE 1 droit inséré dans l'épaulière en présence du corps obtenu par mesure.

Nous avons également mesuré les diagrammes de rayonnement des antennes GIANTE 1 droit et gauche lorsqu'elles sont insérées dans le gilet et portées par un utilisateur (Fig. 4.37 (a)). Les résultats obtenus ont été ensuite comparés avec les résultats de simulation. La simulation a été effectuée en présence du corps mais avec un groupe d'antennes formé par des dipôles cylindriques alimentés par des ports discrets. D'après la Fig. 4.36, les deux résultats sont proches. Le rayonnement du GIANTE 1 droit couvre pratiquement le demi-plan de l'espace situé à droite de l'utilisateur. Le gain mesuré est 3,3 dBi. De plus, le rayonnement de l'antenne en polarisation croisée n'est pas négligeable due aux inclinaisons des dipôles par rapport à la verticale. L'antenne présente alors une diversité de polarisation. Ceci peut être un atout pour améliorer la communication lorsque le soldat est en position couchée. Le diagramme de rayonnement de l'antenne GIANTE 1 obtenu avec une alimentation séquentielle est illustré sur la Fig. 4.37 (b). Les zones non couvertes par le rayonnement en

Chapitre 4 : Solution GIANTE

co-polarisation sont couvertes par celles en polarisation croisée. Le diagramme de rayonnement ainsi obtenu est alors quasi-omnidirectionnel.

Des essais de communication sur terrain ont été effectués. Les résultats ont montré que l'antenne a de bonnes performances. Les détails des performances sont développés dans le chapitre 6.

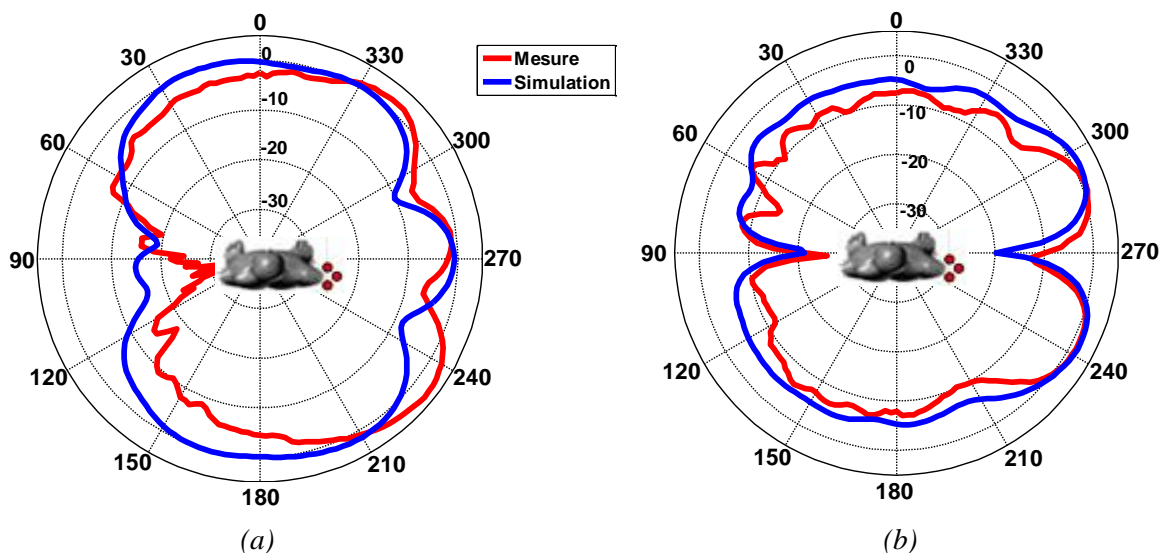


Fig. 4.36 : Diagramme de rayonnement de GIANTE 1 droit placé sur l'épaule droite dans le plan H. La simulation est obtenue avec des dipôles cylindriques alimentés par des ports discrets.
(a) Co-polarisation. (b) Polarisation croisée.

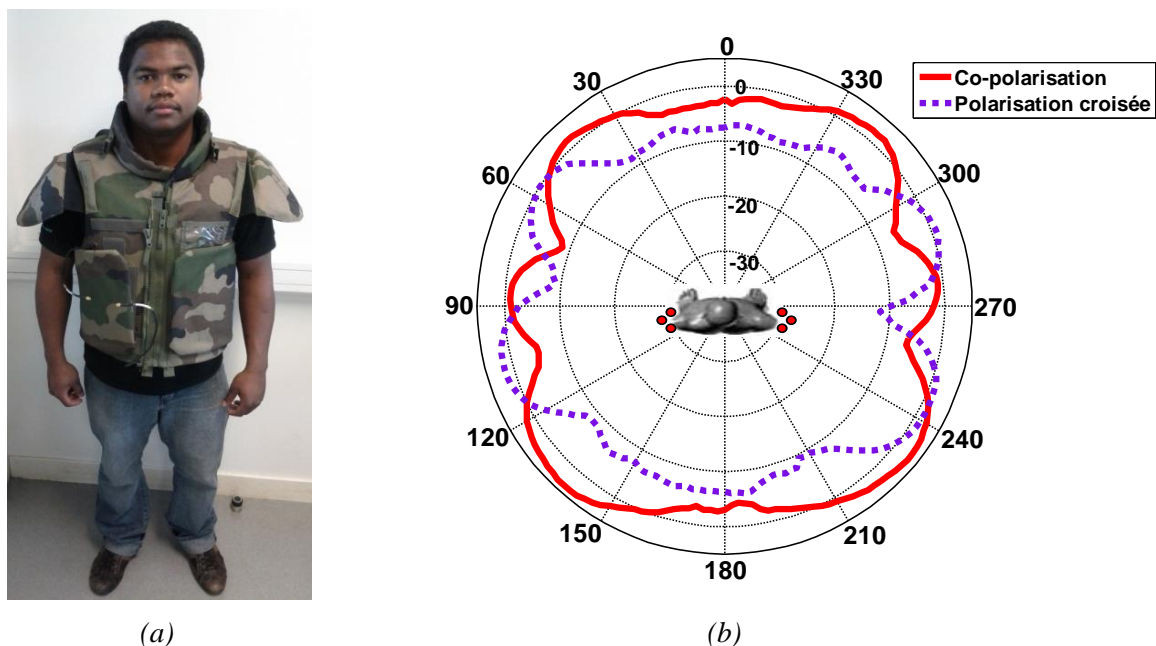


Fig. 4.37 : (a) Gilet militaire 1 intégrant l'antenne GIANTE 1 porté par un utilisateur. (b) Diagramme de rayonnement de l'antenne GIANTE 1 placées sur les deux épaules obtenu avec une alimentation séquentielle des deux groupes d'antennes.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu qu'il est possible de protéger le corps vis-à-vis des ondes électromagnétique rayonnées par une antenne en utilisant le phénomène d'interférence. A notre connaissance, notre proposition d'utiliser des interférences destructives pour protéger un individu des ondes émises par des antennes qu'il porte sur lui est une première. La configuration que nous avons retenue est un groupe d'antennes formé par trois dipôles formant un triangle autour de l'épaule. Le concept a été ensuite validé par une réalisation de l'antenne GIANTE 1. Cependant, cette dernière est une structure à double face. Elle n'est pas totalement compatible avec l'idée de départ qui était d'avoir une antenne uni-planaire, ceci afin de bénéficier au mieux des possibilités d'industrialisation avec une impression par jet d'encre. Nous allons donc voir dans le chapitre suivant la conception et caractérisation de l'antenne GIANTE 2 qui est une structure uni-planaire.

Références

- [1] F. C. Commission, « Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields. Washington, DC: FCC », Tech. Rep. Suppl. C to OET Bulletin 65, 2001.
- [2] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*; 2005; 1136 pages; ISBN 047166782X.
- [3] I. Guideline, « Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 GHz) », *Health Phys.*, vol. 74, n° 4, p. 494-522, 1998.
- [4] I. C. on N.-I. R. Protection, « ICNIRP statement on the “guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (up to 300 ghz)” », *Health Phys.*, vol. 97, n° 3, p. 257-258, 2009.
- [5] E. J. Wilkinson, « An N-way hybrid power divider », *Microw. Theory Tech. IRE Trans. On*, vol. 8, n° 1, p. 116-118, 1960.
- [6] M. E. Goldfarb, « A recombinant, in-phase power divider », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 39, n° 8, p. 1438-1440, 1991.
- [7] A. Grebennikov, « Power combiners, impedance transformers and directional couplers: part II », *High Freq. Electron.*, p. 42-54, 2008.
- [8] H. Oraizi et S. A. Ayati, « Optimum design of a novel N-way planar power divider/combiner with impedance matching », *Microw. Antennas Propag. IET*, vol. 6, n° 4, p. 418-425, 2012.
- [9] I. Sakagami, T. Wuren, M. Fujii, et Y. Tomoda, « A new type of multi-way microwave power divider based on bagley polygon power divider », in *2006 Asia-Pacific Microwave Conference*, 2006, p. 1353-1356.
- [10] I. Sakagami, T. Wuren, M. Fujii, et M. Tahara, « Compact multi-way power dividers similar to the bagley polygon », in *Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International*, 2007, p. 419-422.
- [11] H. Oraizi et S. Ayati, « Optimum design of a modified 3-way bagley rectangular power divider », in *Microwave Symposium (MMS), 2010 Mediterranean*, 2010, p. 25-28.
- [12] K. Al Shamaileh, A. Qaroot, N. Dib, A. Sheta, et M. A. Alkanhal, « Analysis and Design of Ultra-Wideband 3-Way Bagley Power Divider Using Tapered Lines Transformers », *Int. J. Microw. Sci. Technol.*, vol. 2012, 2012.
- [13] S. Avrillon, A. Chousseaud, et S. Toutain, « Dividing and filtering function integration for the development of a band-pass filtering power amplifier », in *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, 2002, vol. 2, p. 1173-1176.
- [14] S. Avrillon, I. Pele, A. Chousseaud, et S. Toutain, « Dual-band power divider based on semiloop stepped-impedance resonators », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, n° 4, p. 1269-1273, 2003.
- [15] J.-C. Chiu, J.-M. Lin, et Y.-H. Wang, « A novel planar three-way power divider », *Microw. Wirel. Compon. Lett. IEEE*, vol. 16, n° 8, p. 449-451, 2006.

-
- [16] M. D. Abouzahra et K. C. Gupta, « Multiport power divider-combiner circuits using circular-sector-shaped planar components », *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 36, p. 1747-1751, 1988.
 - [17] M. D. Abouzahra et K. C. Gupta, « Multi-way unequal power divider circuits using sector-shaped planar components », in *Microwave Symposium Digest, 1989., IEEE MTT-S International*, 1989, p. 321-324.
 - [18] Y. Han et I. S. Kim, « Practical design consideration of a modified structure for a planar multiport power divider at 2 GHz », *Microw. J.*, vol. 45, n° 11, p. 102, 2002.
 - [19] K. V. Puglia, « Electromagnetic simulation of some common balun structures », *Microw. Mag. IEEE*, vol. 3, n° 3, p. 56-61, sept. 2002.
 - [20] Huey-Ru Chuang et Liang-Chen Kuo, « 3-D FDTD design analysis of a 2.4-GHz polarization-diversity printed dipole antenna with integrated balun and polarization-switching circuit for WLAN and wireless communication applications », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 51, n° 2, p. 374-381, févr. 2003.
 - [21] W. A. Garidi, N. B. M. Sahar, et R. Teymourzadeh, « Planar dipole antenna design at 1800MHz Band using different feeding methods for GSM application », *Semicond. Electron. ICSE 2012 10th IEEE Int. Conf. On*, p. 560-564, sept. 2012.
 - [22] Qing-Qiang He, Bing-Zhong Wang, et Jun He, « Wideband and Dual-Band Design of a Printed Dipole Antenna », *Antennas Wirel. Propag. Lett. IEEE*, vol. 7, p. 1-4, 2008.
 - [23] P. Lindberg, E. Ojefors, Z. Barna, A. Thornell-Pers, et A. Rydberg, « Dual wideband printed dipole antenna with integrated balun », *Microw. Antennas Propag. IET*, vol. 1, n° 3, p. 707-711, juin 2007.
 - [24] X. Li, L. Yang, S.-X. Gong, et Y.-J. Yang, « Dual-band and wideband design of a printed dipole antenna integrated with dual-band balun », *Prog. Electromagn. Res. Lett.*, vol. 6, p. 165-174, 2009.
 - [25] L.-C. Kuo, H.-R. Chuang, Y.-C. Kan, T.-C. Huang, et C.-H. Ko, « A study of planar printed dipole antennas for wireless communication applications », *J. Electromagn. Waves Appl.*, vol. 21, n° 5, p. 637-652, 2007.
 - [26] Zhijun Zhang, M. F. Iskander, J.-C. Langer, et J. Mathews, « Dual-band WLAN dipole antenna using an internal matching circuit », *Antennas Propag. IEEE Trans. On*, vol. 53, n° 5, p. 1813-1818, mai 2005.

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

5.1 Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre précédent la conception et les caractérisations de l'antenne planaire GIANTE 1 qui intègre le circuit d'alimentation. Cependant, la structure est double face. Par conséquent, ce n'est pas la structure la plus adaptée à un processus industriel qui permettrait de réduire les coûts de fabrication. Nous allons voir dans ce chapitre l'étude d'une version uni-planaire qui, elle, serait mieux adaptée à l'impression jet d'encre.

Le chapitre est organisé de la manière suivante. D'abord, l'adaptation de la solution GIANTE insérée dans l'épaulière d'un second modèle de gilet est présentée dans la première partie. Ensuite, les diviseurs de puissance uni-planaires sont développés dans la deuxième partie, puis, l'étude d'un balun uni-planaire dans la troisième partie. Dans la quatrième partie, nous allons voir le circuit d'alimentation. La réalisation finale uni-planaire est présentée dans la cinquième partie. Enfin, l'étude sur un connecteur RF adapté à un substrat souple est développée dans la dernière partie.

5.2 Adaptation de la solution GIANTE à l'épaulière du gilet militaire 2

L'épaulière du gilet militaire 2, montrée sur la Fig. 5.1, a un rayon de courbure de 10 cm. Cette valeur est plus faible que celle du gilet militaire 1 (15 cm). La solution la plus adaptée à la forme de l'épaulière du gilet militaire 2 est donc la solution 2. La forme de l'épaulière est modélisée par l'inclinaison du dipôle 1 par rapport à la verticale de 25° et celles des deux autres de 22° . Les déphasages entre les dipôles demeurent les mêmes.

D'après la Fig. 5.2, le corps est toujours protégé même si les orientations des dipôles ont changé. Le DAS localisé sur 10 g de tissu obtenu par simulation est 1,19 W/kg. L'efficacité du groupe d'antennes a été également calculée et sa valeur est égale à 58%. Le diagramme de rayonnement est illustré sur la Fig. 5.3.



Fig. 5.1 : Photo du gilet militaire 2. (a) Vue de face. (b) Vue de profil.

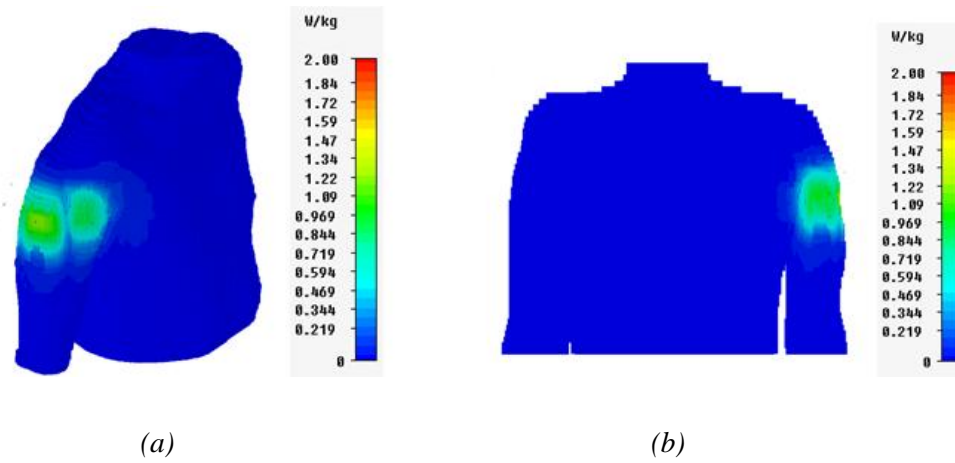


Fig. 5.2 : DAS localisé sur 10g de tissu obtenu par simulation avec une puissance totale injectée de 1W. (a) Vue en perspective. (b) Vu de dos.

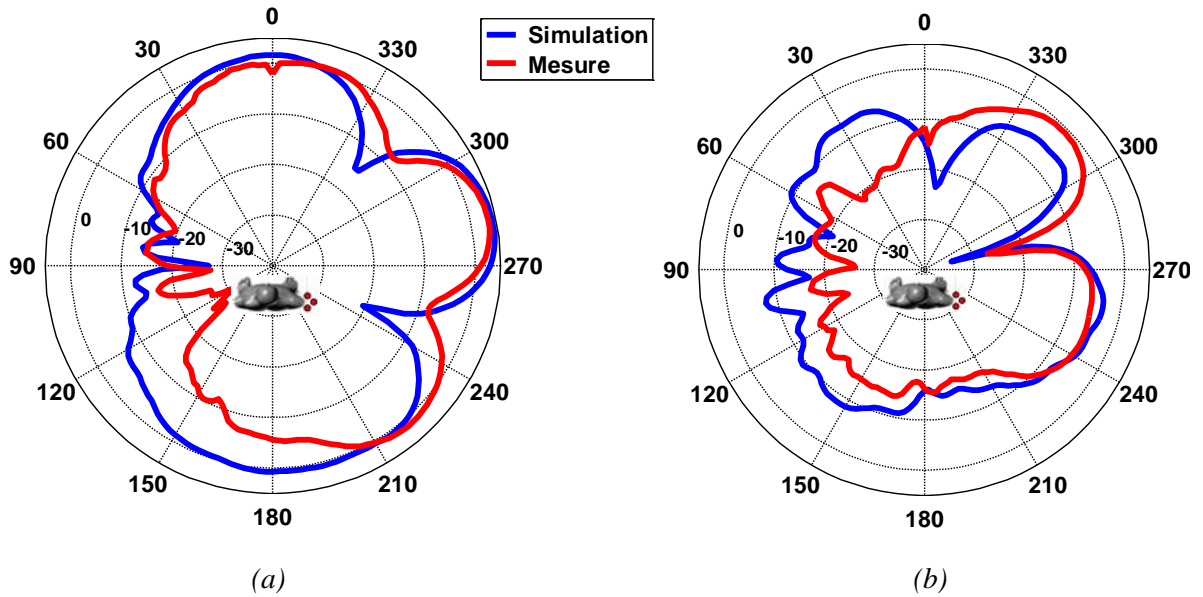


Fig. 5.3 : Diagramme de rayonnement du GIANTE 2 droit placée sur l'épaule droite dans le plan H. La simulation est obtenue avec des dipôles cylindriques alimentés par des ports discrets. (a) Co-polarisation. (b) Polarisation croisée.

5.3 Diviseurs de puissance uni-planaires

La version uni-planaire de GIANTE 1 a un impact important sur tous les composants intégrés dans un groupe d'antennes. Deux nouvelles versions de diviseurs de puissance uni-planaires à 3 voies sont présentées dans cette section.

5.3.1 Diviseur de puissance en structure CPW

Les études sur les diviseurs de puissance uni-planaires sont peu nombreuses et portent uniquement sur des diviseurs de puissance à 2 voies [1]–[5]. Les études sur les diviseurs de puissance uni-planaire à 3 voies ne semblent exister dans la littérature à notre connaissance. Nous avons donc conçu un diviseur de puissance uni-planaire à 3 voies à base de ligne CPW.

5.3.1.1 Les différents modes de propagation dans une ligne CPW

Il existe deux modes de propagation dans une ligne CPW : le mode impair (ou mode coplanaire) et le mode pair (ou mode lignes à fente couplées) [6], voir la Fig. 5.4 . Le mode impair est excité en mettant les deux plans de masse au même potentiel. Il peut être excité par exemple avec la transition ligne coaxial-ligne CPW. L'autre mode quant à lui est excité lorsqu'une différence de potentiel entre les deux plans de masse est créée. Il peut être excité par exemple avec la transition ligne à fente-ligne CPW.

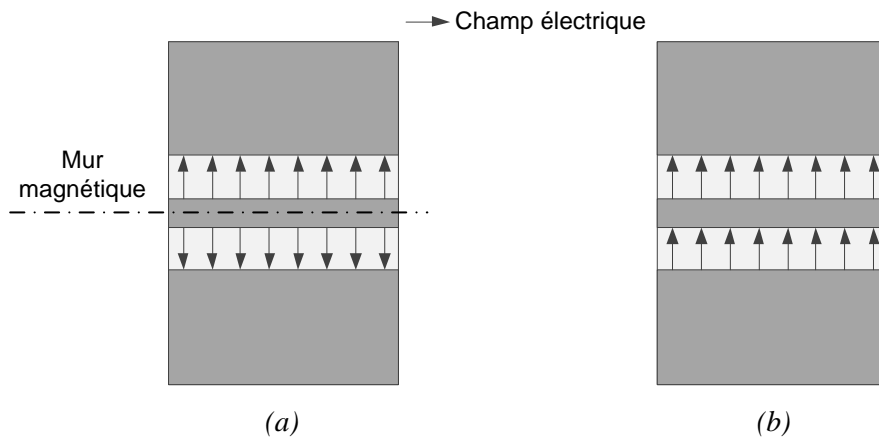


Fig. 5.4 : Modes de propagation dans une ligne CPW. (a) Mode impair. (b) Mode pair.

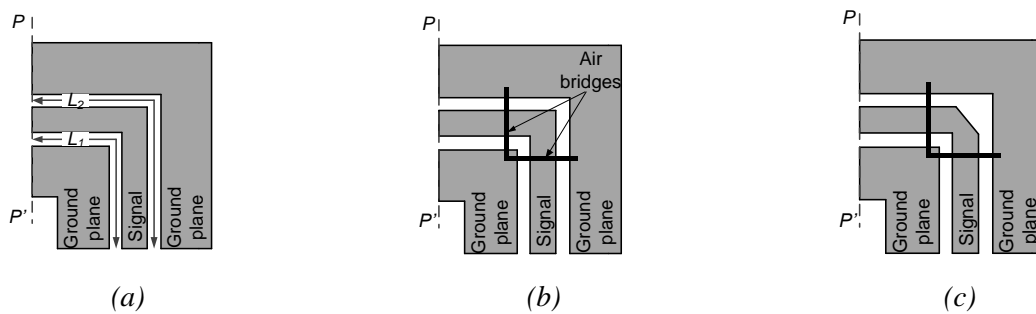
Le mode pair peut être également excité lors de la courbure de la ligne [6]. En effet, à cause de la courbure de la ligne, les distances parcourues par les deux ondes qui se propagent à la même vitesse dans chaque fente de la ligne CPW sont différentes, voir la Fig. 5.5 (a). Ceci engendre un déphasage entre les deux ondes à la fin de la courbure, au niveau du plan PP' . Il existe alors un couplage entre les fentes, d'où l'apparition du mode pair. Une des

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

techniques proposées dans la littérature pour supprimer ce mode est l'utilisation des ponts (ou « *air bridges* » en anglais) [7], voir la Fig. 5.5 (b). Les ponts placés aux extrémités de la courbure forcent les deux plans de masse au même potentiel. Ceci supprime donc le mode pair. Cependant, la présence des ponts va créer un couplage capacitif avec la piste centrale de la ligne [8] qui va diminuer localement l'impédance caractéristique $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$ de la ligne en la supposant à faible perte. L et C sont l'inductance et la capacité de la ligne respectivement. La valeur de C dépend alors de la hauteur et de la largeur des ponts. Un rétrécissement de la piste centrale, illustré sur la Fig. 5.5 (c) et la Fig. 5.5 (d), permet d'augmenter localement l'inductance de la ligne pour compenser l'effet capacitif apporté par les ponts [7], [9], [10].

D'autres techniques basées sur les ondes lentes sont proposées dans la littérature pour supprimer le mode pair sans utiliser de ponts [6], [11]. Dans [11], une couche de diélectrique est placée au-dessus de la fente de longueur L_I pour diminuer la vitesse de l'onde qui s'y propage afin que les deux ondes guidées par les deux fentes soient en phase au niveau du plan PP' , voir la Fig. 5.5 (e). Cependant, le dépôt de la couche de diélectrique nécessite une étape supplémentaire dans le procédé de fabrication. Avec l'amélioration des techniques d'impression, cette technique pourrait, à terme, devenir intéressante.

La propagation de l'onde guidée par la fente de longueur L_I peut être également ralentie sans utiliser une couche de diélectrique en modifiant la géométrie de la fente comme le montre la Fig. 5.5 (f) [6]. Cependant, la précision requise devient très grande et contraignante. Etant donné l'avancement actuel de la technologie d'impression, pour le projet GIANTE, le mode pair sera supprimé en utilisant la technique illustrée sur la Fig. 5.5 (b). La compensation de l'impédance caractéristique de la ligne n'est pas nécessaire car l'effet capacitif des ponts est négligeable dans la bande de fréquences cible de GIANTE.



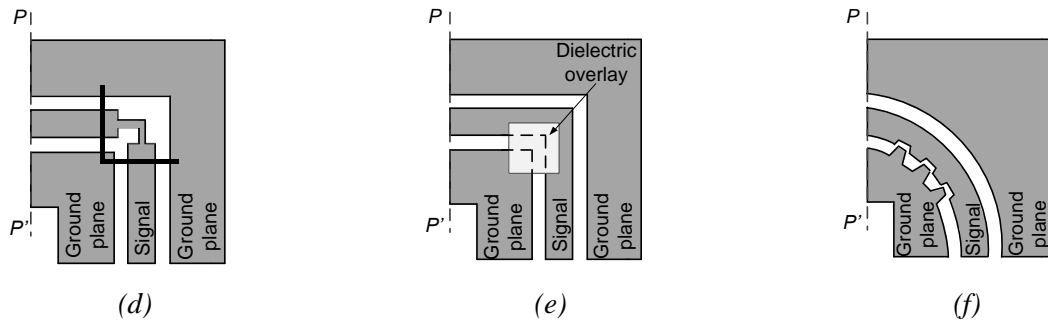


Fig. 5.5 : Ligne CPW courbée [6]. (a) Sans les ponts. (b) Avec les ponts et sans compensation. (c) Compensation par un angle biseauté. (d) Compensation par un rétrécissement de la ligne. (e) diminution de la vitesse de propagation par l'utilisation d'une couche de diélectrique. (f) Diminution de la vitesse de propagation par la modification de la géométrie de la fente.

5.3.1.2 Conception et caractérisation du diviseur de puissance – Version 50 Ω

Le diviseur de puissance présenté ici est un diviseur de Wilkinson à base de lignes de transmission CPW. Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'il existe deux types de diviseur de Wilkinson dans la littérature. Pour cette version intégrée, le choix a encore été défini en fonction des contraintes de réalisation. En effet, le gap entre deux pistes conductrices doit être au moins égale à 150 μm pour une réalisation par photolithographie. Avec cette condition, la largeur de la ligne CPW d'impédance caractéristique égale à $\sqrt{3}Z_0$ est de l'ordre du millimètre pour un substrat d'épaisseur inférieure à 200 μm et de permittivité $\epsilon_r < 4$ si Z_0 est égale à 50 Ω . En revanche, la largeur de la ligne CPW d'impédance caractéristique égale à $\frac{Z_0}{\sqrt{3}}$ est de l'ordre du centimètre. Nous avons choisi alors le Wilkinson 1 (voir la Fig. 4.25) afin d'avoir un circuit compact. La Fig. 5.6 (a) montre la structure du Wilkinson 1 transposée en technologie CPW. Des ponts réalisés avec sept fils de connexion sont utilisés pour supprimer le mode pair.

Un premier prototype a été optimisé avec *CST Microwave Studio* pour fonctionner à 2,21 GHz. Le substrat utilisé est le FR4 ($\epsilon_r = 4.5$; $\tan \delta = 0.025$) d'épaisseur 0,8 mm. Les dimensions ainsi obtenues sont résumées dans le Tab. 5.1. Le prototype a été ensuite réalisé par photolithographie avec du cuivre d'épaisseur 18 μm . La Fig. 5.6 (c) montre la photo d'un diviseur réalisé. Les ponts ont été soudés à la main.

Tab. 5.1 : Dimensions du diviseur de puissance sur du FR4 d'épaisseur 0.8 mm

Paramètre	L	G_0	G_1	W_0	W_1	S	T	Z_0	Z_1
Valeur	24,73 mm	0,27 mm	0,94 mm	2,84 mm	1,5 mm	5 mm	0,017 mm	50 Ω	87 Ω

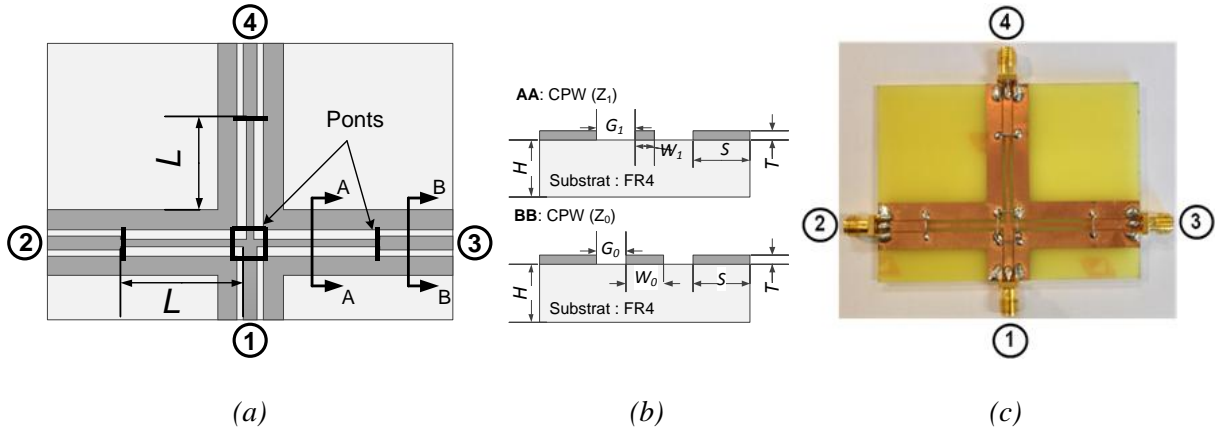


Fig. 5.6 : (a) Structure du diviseur de puissance d'impédance caractéristique de sortie 50Ω . (b) Vue en coupe. (c) Photo du diviseur de puissance réalisé.

La Fig. 5.7 (a) montre les coefficients de réflexion du diviseur de puissance simulés et mesurés. Les deux résultats sont proches. La fréquence de résonance mesurée est 2,3 GHz. Elle est décalée de 4% vers les hautes fréquences par rapport à celle obtenue en simulation (2,21 GHz). Ceci pourrait provenir du connecteur SMA qui n'est pas pris en compte dans la simulation. Ceci pourrait également provenir de la valeur de la permittivité du substrat utilisée en simulation qui serait légèrement supérieure à la valeur réelle. Le diviseur de puissance a une bonne adaptation (-28 dB) avec une bande-passante à -10 dB de [1,52 – 3,1] GHz, soit 70%. Elle couvre la bande de fréquences cible. La Fig. 5.7 (b) montre les coefficients de transmission du diviseur de puissance. Etant donné que les ports 2 et 3 sont symétriques, seuls les coefficients de transmission entre les ports 1 et 2 et entre les ports 1 et 4 sont présentés. Nous constatons que les résultats de mesure et de simulation sont en accord.

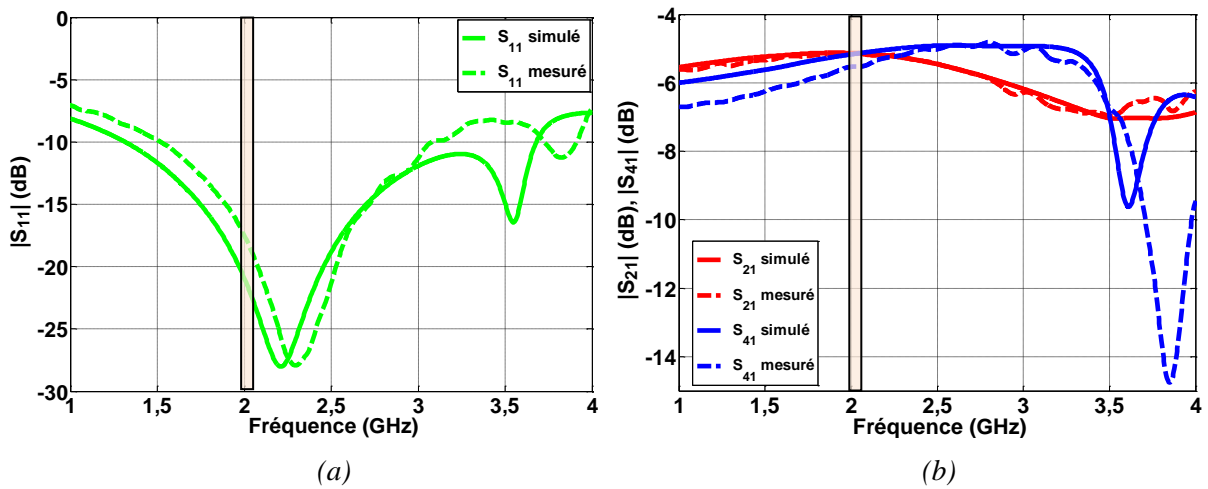


Fig. 5.7 : (a) Coefficient de réflexion. (b) Coefficient de transmission.

En outre, les pertes d'insertion du diviseur de puissance ont été également caractérisées. D'après la Fig. 5.8 (a), les pertes d'insertion mesurées du diviseur de puissance sont inférieures à 1 dB sur toute la bande-passante. La bande-passante est définie à -10 dB à partir du coefficient de réflexion. Ceci montre que les pertes dans le diviseur de puissance sont faibles. Elles sont principalement dues aux pertes dans le substrat.

Par ailleurs, la Fig. 5.8 (b) montre que tous les ports sont équilibrés sur toute la bande de fréquence en termes d'amplitude. La variation maximale est inférieure à 0,5 dB dans la bande de fréquence cible. Elle est inférieure à 1,5 dB sur toute la bande passante.

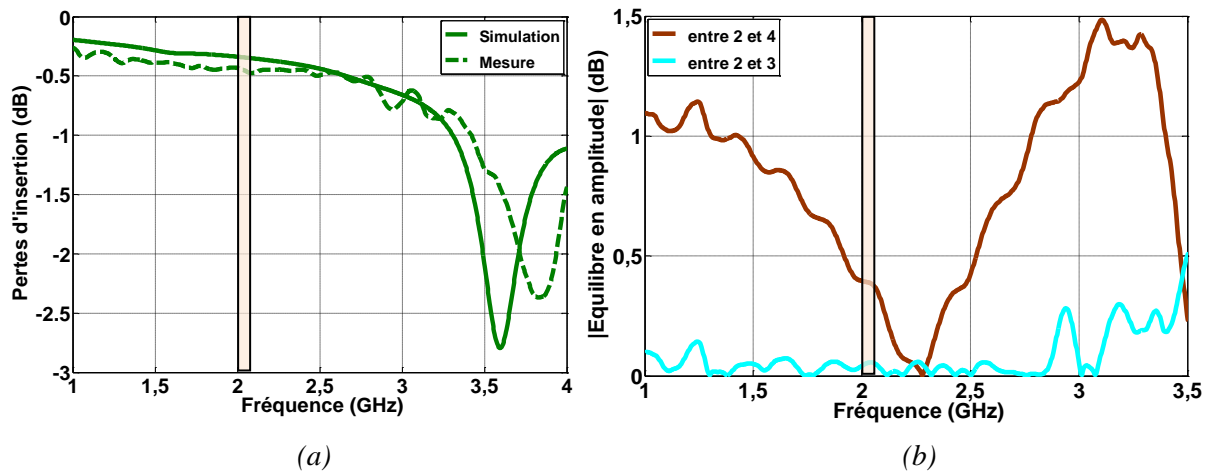


Fig. 5.8 : (a) Pertes d'insertion. (b) Equilibre en amplitude en sortie obtenu par mesure.

D'après le résultat de simulation illustré sur la Fig. 5.7, une deuxième fréquence apparaît au-dessus de la bande passante du diviseur à 3,55 GHz. Elle est due à l'excitation du mode pair des deux lignes qui sont connectées aux ports de sortie 2 et 3 comme le montre la Fig. 5.9. D'après la Fig. 5.10, le courant circule dans le pont 1. Ceci crée un déphasage non négligeable à 3,55 GHz entre les courants I_{G1} et I_{G2} , qui circulent dans les plans de masse de la ligne, au niveau du plan P_1P_1' . Par conséquent, les deux plans de masse de la ligne ne sont plus au même potentiel et le mode pair apparaît. La Fig. 5.10 montre également que les courants I_{S1} et I_{S2} qui circulent dans la piste centrale de la ligne ne sont plus en opposition de phase par rapport aux courants I_{G1} et I_{G2} à 3,55 GHz. Par conséquent, la ligne rayonne. Ainsi, les pertes d'insertions élevées (3 dB) à 3,55 GHz illustrées sur la Fig. 5.8 (a) sont des pertes par rayonnement.

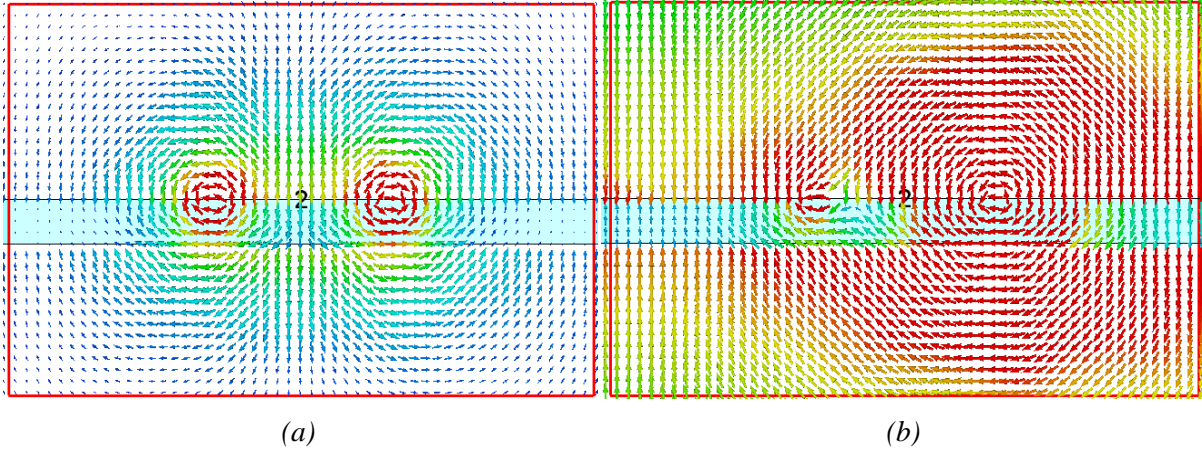


Fig. 5.9 : Vue en coupe du champ électrique guidé par la ligne connectée au port 2. (a) $f = 2,21$ GHz. (b) $f = 3,55$ GHz.

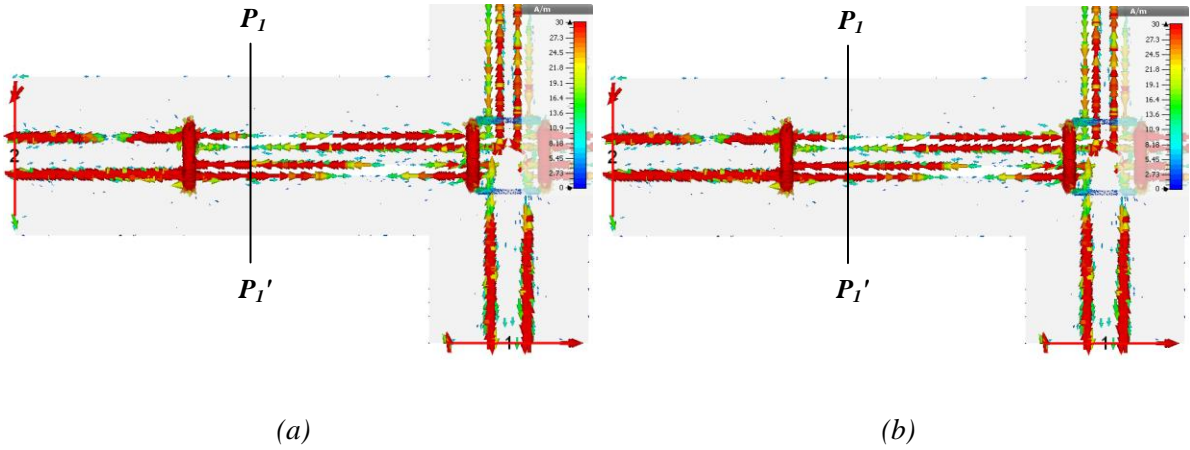


Fig. 5.10 : Densité de surface de courant. (a) $f = 2,21$ GHz. (b) $f = 3,55$ GHz.

Tel quel, le diviseur de puissance fonctionne très bien pour l'application GIANTE. Cependant, nous constatons que sa bande-passante est large. Nos études nous portent à croire qu'elle pourrait être élargie si nous en avons le besoin. En effet, la fréquence de résonance du mode pair dépend du déphasage entre I_{G1} et I_{G2} . Elle dépend donc de la longueur du pont 1. Une réduction de la longueur du pont 1 permet alors de décaler la fréquence de résonance vers les hautes fréquences. Cependant, réduire la longueur des ponts sans modifier leurs positions revient à diminuer la hauteur. La réduction de la hauteur va augmenter le couplage capacitif entre le pont et la piste centrale de la ligne et pourrait dégrader les performances du diviseur dans sa bande de fréquence. Une autre technique consiste à ajouter un pont au milieu de la ligne comme le montre la Fig. 5.11 (a). La Fig. 5.11 (b) montre le coefficient de réflexion du diviseur ainsi obtenu. Nous constatons que la fréquence de résonance du mode pair n'apparaît plus dans la bande passante du diviseur. Cependant, l'adaptation à 2,21 GHz est légèrement dégradée de 8 dB dû au couplage entre les ponts supplémentaires et la piste centrale de la

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

ligne. D'après la Fig. 5.12 (a), les pertes d'insertion sont inférieures 1,1 dB sur toute la bande et la Fig. 5.12 (b) montre que tous les ports sont équilibrés sur toute la bande de fréquences. La variation maximale est inférieure à 1,5 dB sur toute la bande.

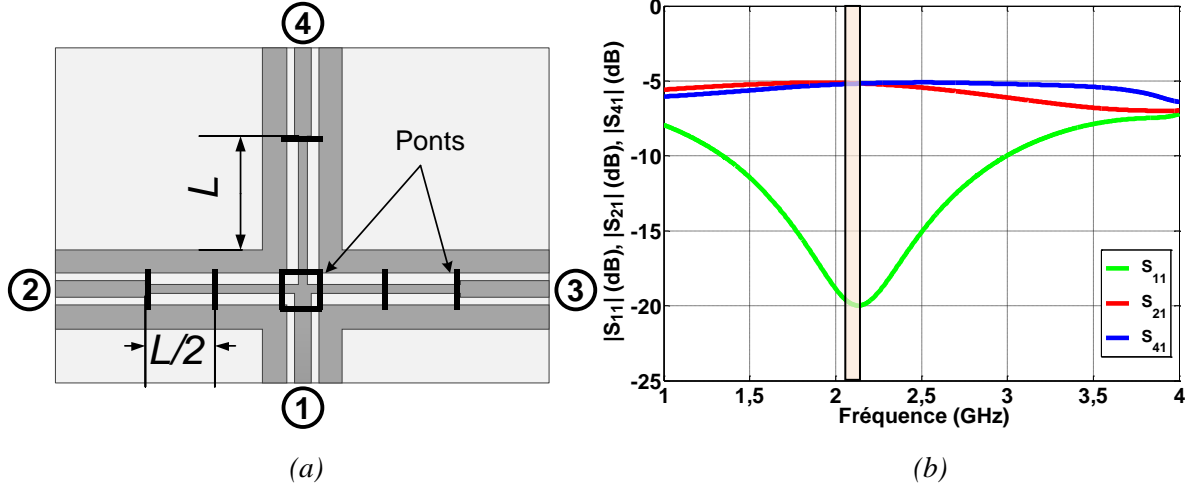


Fig. 5.11 : (a) Structure du diviseur de puissance à 9 ponts. (b) Coefficients de réflexion et de transmission du diviseur de puissance à 9 ponts obtenus par simulation.

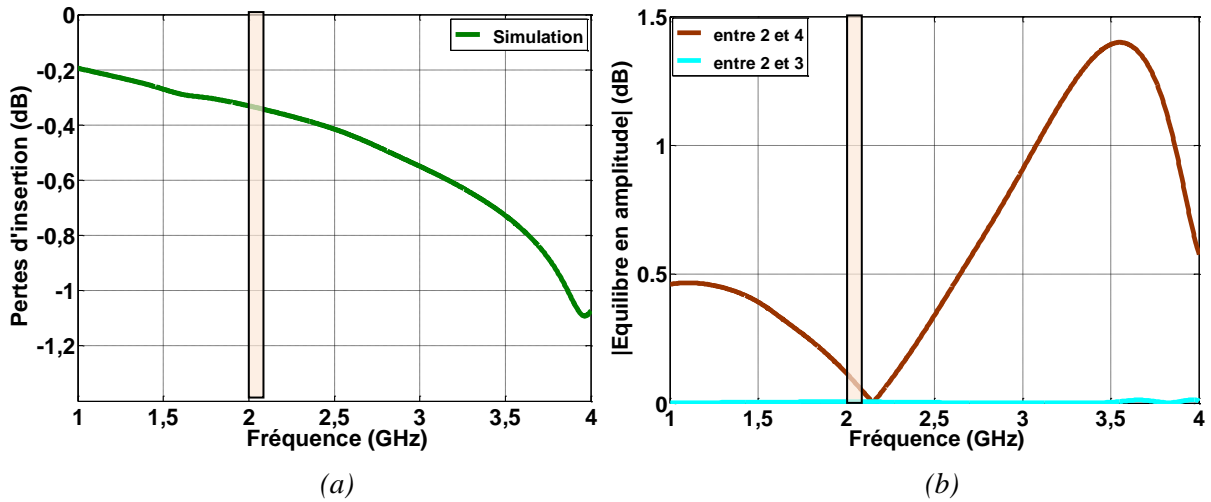


Fig. 5.12 : Performances du diviseur de puissance à 9 ponts obtenues par simulation. (a) Pertes d'insertion. (b) Equilibre en amplitude en sortie.

5.3.1.3 Diviseur de puissance – version mixte 50 Ω -120 Ω

Dans la section précédente, nous avons présenté un diviseur de puissance en topologie CPW dont l'impédance caractéristique de sortie est égale à 50 Ω . Cependant, l'impédance caractéristique de la ligne d'entrée du balun est 120 Ω , voir la section 5.4.3. Il convient alors de concevoir un diviseur de puissance en topologie CPW dont l'impédance caractéristique Z_1 de la ligne d'entrée est 50 Ω et l'impédance caractéristique Z_2 des lignes de sortie est égale à 120 Ω . La Fig. 5.13 montre la structure du diviseur. Le nombre de ponts utilisés pour

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

supprimer le mode pair est égal à 7. Le circuit électrique équivalent du diviseur est illustré sur la Fig. 5.13 (c). Z_{in} est l'impédance vue juste avant la jonction. Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$Z_{in} = \frac{Z_3^2}{3Z_2} \quad (5.1)$$

L'adaptation en entrée est obtenue quand $Z_{in}=Z_I$. En utilisant l'équation (5.1), nous pouvons en déduire la valeur de Z_3 qui est égale à 134 Ω .

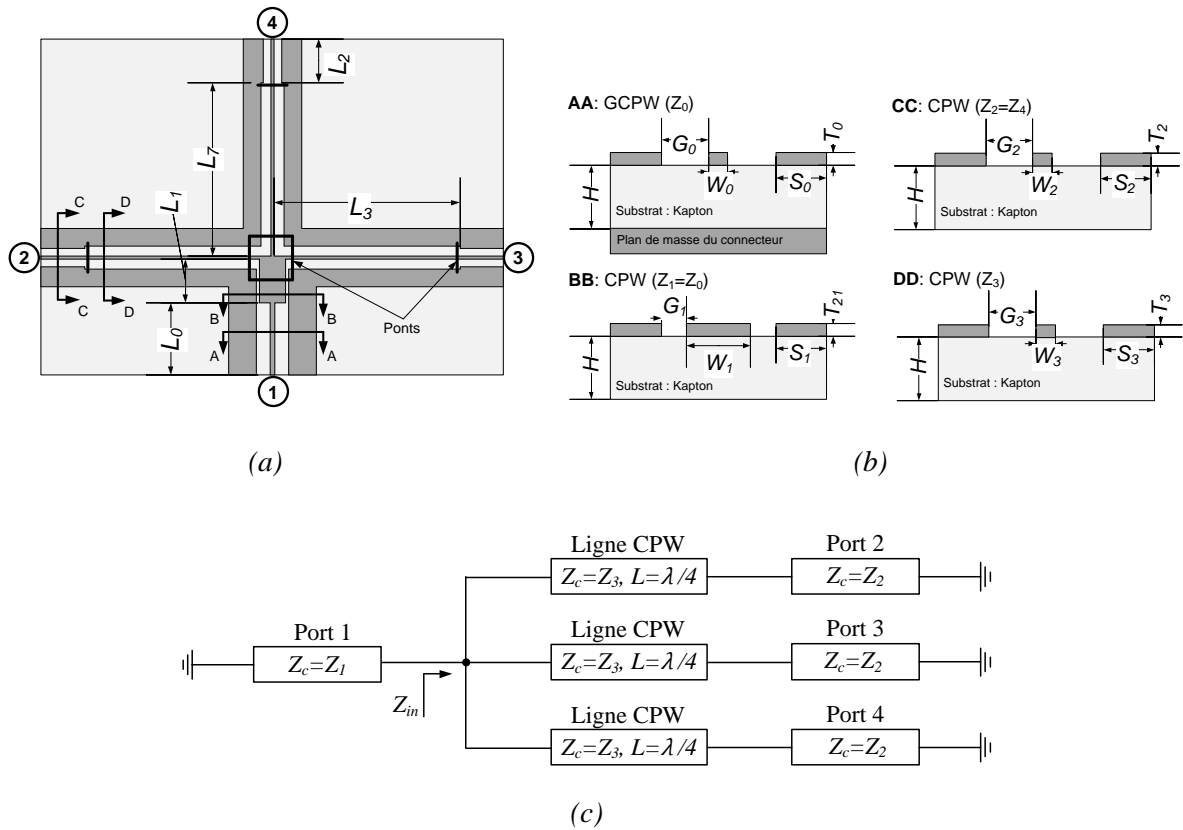


Fig. 5.13 : Structure du diviseur de puissance d'impédance caractéristique de sortie 120 Ω . (a) Vue de haut. (b) Vue en coupe. (c) Circuit électrique équivalent.

Une ligne CPW ayant un plan de masse placée derrière le substrat (ligne GCPW) d'impédance caractéristique Z_0 égale à 50 Ω est placée à l'entrée du diviseur. Ceci permet d'utiliser le connecteur illustré à la Fig. 2.34 qui est adapté à une ligne GCPW. Le plan de masse de la ligne GCPW montré sur la Fig. 5.13 (b) représente une partie de la masse du connecteur placée derrière le substrat. La structure a été optimisée avec CST Microwave Studio pour fonctionner à 2,05 GHz. Le substrat utilisé est le Kapton d'épaisseur 150 μm avec du cuivre d'épaisseur 18 μm . Les dimensions ainsi obtenus sont résumées dans le Tab. 5.2.

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

Tab. 5.2 : Dimensions du GIANTE 2 droit

Grandeur	Valeur	Grandeur	Valeur	Grandeur	Valeur	Grandeur	Valeur
L_0	0,5 cm	L_{16}	4,666 cm	L_{32}	28,72 cm	S_0	0,19 cm
L_1	0,3 cm	L_{17}	2,186 cm	L_{33}	22,6 cm	S_1	0,19 cm
L_2	0,3 cm	L_{18}	3,461 cm	G_0	0,094 cm	S_2	0,138 cm
L_3	1,28 cm	L_{19}	0,93 cm	G_1	0,02 cm	S_3	0,121 cm
L_4	0,424 cm	L_{20}	2,46 cm	G_2	0,052 cm	S_4	0,1 cm
L_5	1,735 cm	L_{21}	1,51 cm	G_3	0,069 cm	θ_1	120°
L_6	3,591 cm	L_{22}	3,564 cm	G_4	0,052 cm	θ_2	130°
L_7	1,2 cm	L_{23}	1,87 cm	G_5	0,02 cm	θ_3	140°
L_8	0,224 cm	L_{24}	1,967 cm	G_6	0,02 cm	θ_4	145°
L_9	0,224 cm	L_{25}	1,735 cm	W_0	0,032 cm	θ_5	130°
L_{10}	0,075 cm	L_{26}	2,26 cm	W_1	0,18 cm	θ_6	140°
L_{11}	0,1 cm	L_{27}	1,677 cm	W_2	0,02 cm	θ_7	128°
L_{12}	0,124 cm	L_{28}	1,449 cm	W_3	0,02 cm	θ_8	142°
L_{13}	1,508 cm	L_{29}	4,234 cm	W_4	0,02 cm	θ_9	130°
L_{14}	2,26 cm	L_{30}	2,292 cm	W_5	0,075 cm	θ_{10}	120°
L_{15}	1,449 cm	L_{31}	3,454 cm	W_6	0,9 cm	θ_{11}	152°

La Fig. 5.14 (a) montre les coefficients de réflexion et de transmission du diviseur de puissance obtenu par simulation. Il a une large bande-passante : [0,83 – 9,7] GHz, soit 170% à 5,26 GHz. Ceci est dû au changement d'impédance caractéristique entre les lignes de longueurs L_3 et L_2 (Z_3 et Z_2) moins prononcé par rapport au cas précédent. En effet, le rapport entre Z_2 et Z_3 est égal à 0,9 tandis que celui du cas précédent vaut 0,6. De plus, le mode pair n'apparaît pas dans la bande-passante sans ajouter les deux ponts supplémentaires comme dans le cas précédent. Le diviseur de puissance a une bonne adaptation (inférieure à -30 dB) dans la bande de fréquences cible : [2,025 – 2,1] GHz. D'après la Fig. 5.14 (b), les pertes d'insertion sont inférieures à 0,075 dB dans la bande de fréquences cible. Elles sont inférieures à 1,1 dB sur toute la bande-passante. La Fig. 5.14 (c) montre que tous les ports sont équilibrés sur toute la bande-passante. La variation maximale est inférieure à 1 dB sur

toute la bande-passante. Elle est inférieure à 0,01 dB dans la bande de fréquences cible. Ainsi, nous avons choisi ce type de diviseur pour le circuit d'alimentation.

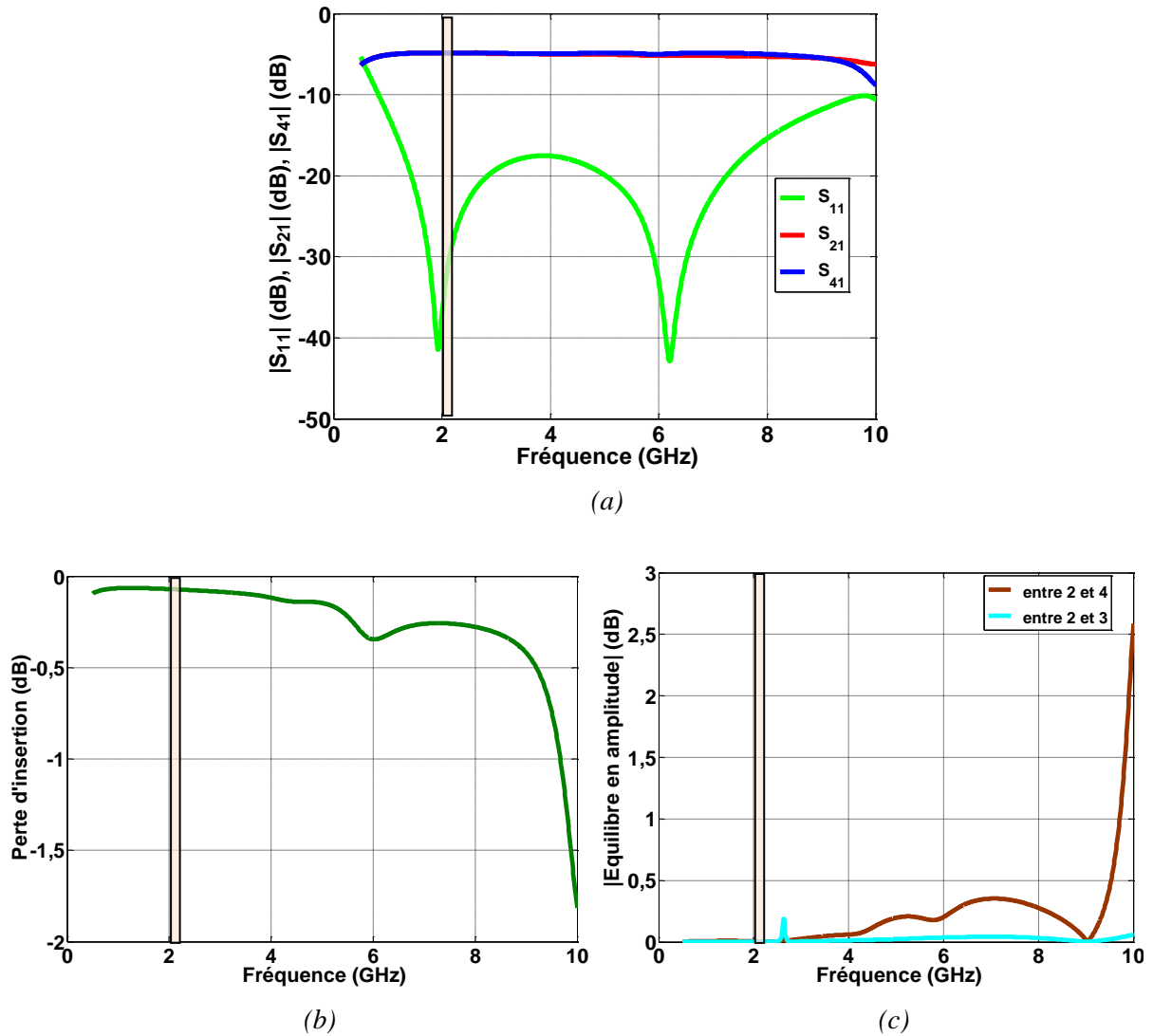


Fig. 5.14 : Performances obtenues par simulation du diviseur de puissance en topologie CPW ayant des impédances caractéristique d'entrée et de sortie : 50Ω et 120Ω respectivement. (a) Coefficients de réflexion et de transmission. (b) Pertes d'insertion. (c) Equilibre en amplitude en sortie.

5.3.2 Diviseur de puissance en structure CPS

Un diviseur de puissance à 3 voies en topologie CPS a également été étudié. C'est un diviseur de Wilkinson 1 à base de lignes CPS. La Fig. 5.15 montre sa structure transposée en technologie CPS. Un pont est utilisé pour imposer le potentiel à une des deux pistes de la ligne connectée au port 2. L'avantage de la topologie CPS par rapport à la topologie CPW est la réduction du nombre de ponts. Cependant, une ligne CPS d'impédance caractéristique Z_{36} égal à 50Ω est difficile à réaliser dû à la valeur du gap G_{36} entre les deux pistes conductrices

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

qui est inférieure à 150 μm . Par conséquent, nous avons choisi Z_{36} égale à 120 Ω . La valeur de Z_{34} devient alors 208 Ω . Ceci permet d'avoir une valeur de G_{36} égale à 150 μm .

La structure a été optimisée avec CST Microwave Studio pour fonctionner à 2,05 GHz. Le substrat utilisé est le Kapton d'épaisseur 150 μm avec du cuivre d'épaisseur 18 μm . Les dimensions ainsi obtenues sont résumées dans le Tab. 5.3.

Tab. 5.3 : Dimensions du diviseur de puissance Wilkinson 1 en topologie CPS déposé sur du Kapton

Paramètre	L_{34}	L_{35}	G_{34}	G_{36}	W_{34}	W_{35}	W_{36}	Z_{34}	Z_{36}
Valeur	31,83 mm	1,01 mm	0,85 mm	0,15 mm	0,9 mm	0,25 mm	1,25 mm	208 Ω	120 Ω

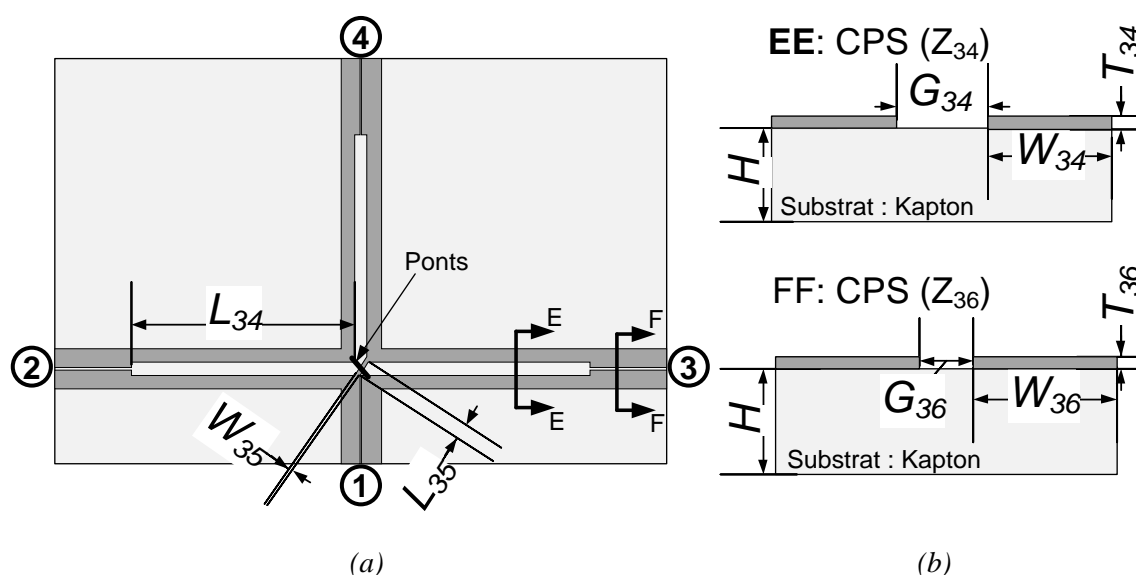


Fig. 5.15 : Structure du diviseur de puissance Wilkinson 1 en topologie CPS. (a) Vue de haut. (b) Vue en coupe.

Les Fig. 5.16 (a) et (b) montrent les coefficients de réflexion et de transmission du diviseur de puissance obtenue par simulation. Le diviseur de puissance a une bonne adaptation (-29 dB) à sa fréquence de résonance (2,05 GHz). Il a une bande passante à -10 dB de [1,25 – 2,9] GHz, soit 80% à 2,05 GHz. D'après la Fig. 5.16 (c), les pertes d'insertion sont inférieures 0,2 dB sur toute la bande passante. La Fig. 5.16 (d) montre que tous les ports sont équilibrés sur toute la bande de fréquence. La variation maximale est inférieure à 1,2 dB sur toute la bande.

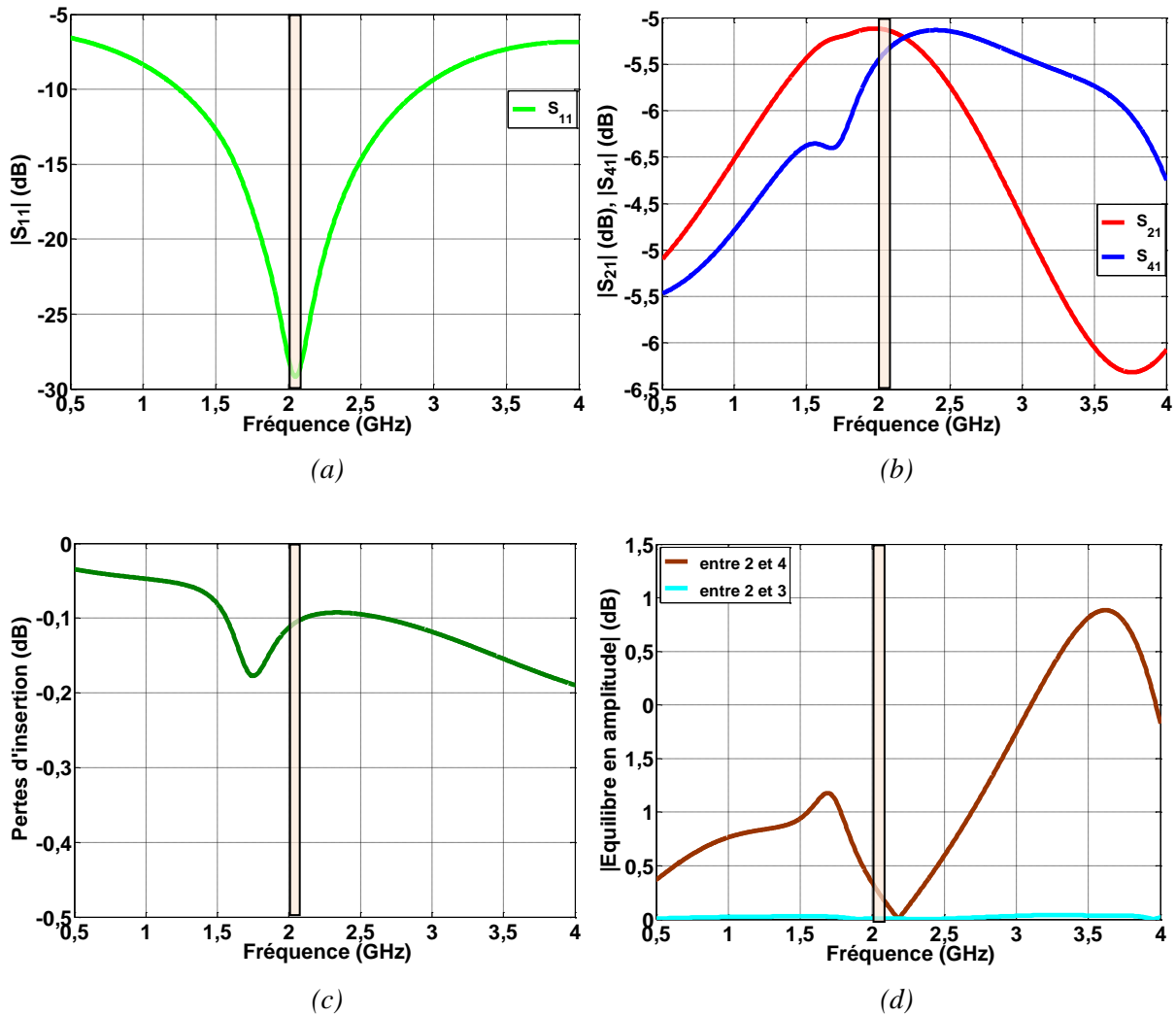


Fig. 5.16 : Performances obtenues par simulation du diviseur de puissance en topologie CPS.

(a) Coefficients de réflexion. (b) Coefficient de transmission. (c) Pertes d'insertion.

(d) Equilibre en amplitude en sortie.

5.4 Balun uni-planaire

Un balun est nécessaire pour connecter le diviseur de puissance à base de lignes CPW au déphaseur en topologie CPS. Nous avons identifié cinq types de balun uni-planaire dans la littérature :

- transition CPW-ligne à fente [12]–[14], voir Fig. 5.17 (a) ;
- transition CPW-CPS [12], [15], voir Fig. 5.17 (b) ;
- balun Marchand [16]–[18], voir Fig. 5.17 (c) ;
- balun à base de diviseur de puissance [19], voir Fig. 5.17 (d) ;
- balun double Y [20]–[22], voir Fig. 5.21.

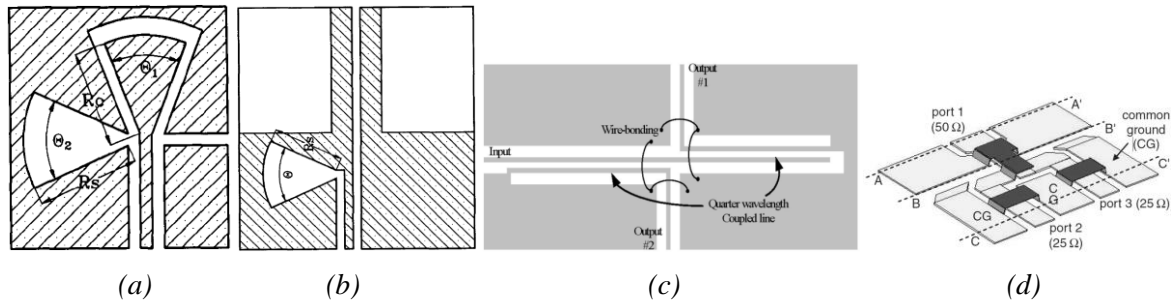


Fig. 5.17 : Structure des différents types de balun. (a) Transition CPW-ligne à fente. (b) Transition CPW-CPS. (c) Balun marchand. (d) Balun à base de diviseur de puissance.

Ces cinq types de baluns sont des baluns à large bande-passante. La transition CPW-ligne à fente se comporte comme un filtre passe-bande car elle rejette les signaux à basse fréquence. De plus la ligne à fente ne peut pas être connectée directement au déphaseur en topologie CPS. Le balun formé par une transition CPW-CPS serait mieux adapté. Il est basé sur la transition CPW-ligne à fente avec un rétrécissement de la largeur de la ligne en sortie pour obtenir une ligne CPS. Cependant, la taille du stub radial qui augmente devient problématique pour les basses fréquences. Le balun Marchand, quant à lui, est basé sur deux lignes couplées de longueur demi-onde en cascade. Comme pour la transition CPW-CPS, la taille du balun Marchand est problématique pour l'antenne GIANTE. Dans [18], une technique de miniaturisation est proposée. Cependant, la structure n'est plus uni-planaire. De plus, sa réalisation devient complexe due à la présence de vias. Le balun à base de diviseur de puissance se comporte comme un filtre passe-bas tout en conservant une taille relativement réduite. Cependant, sa réalisation demeure complexe due aux ponts qui ont des formes particulières. Le balun double Y est le meilleur candidat pour le projet GIANTE. En effet, il peut être inséré directement entre le diviseur de puissance et le déphaseur grâce à sa topologie CPW-CPS. Il se comporte comme un filtre passe-bas tout en conservant une taille relativement réduite. De plus, il est facile à réaliser. Ainsi, notre choix s'est porté sur ce type de balun. Nous allons voir par la suite l'étude et la conception d'un tel balun.

5.4.1 Etude théorique d'un balun double Y

Le circuit électrique équivalent d'un balun double Y est représenté sur la Fig. 5.18 (a). Il comporte quatre impédances (Z_2 , Z_3 , Z_5 et Z_6) formant une boucle fermée. Il comporte également deux ports : 1 et 4. Le port 1 est connecté à une ligne de transmission non équilibrée (CPW, MST, etc.) d'impédance caractéristique Z_1 tandis que le port 4 est connecté à une ligne de transmission équilibrée d'impédance caractéristique Z_4 (CPS, ligne à fente, etc.). Les deux lignes sont des lignes à faibles pertes. Par conséquent, Z_1 et Z_4 sont réels.

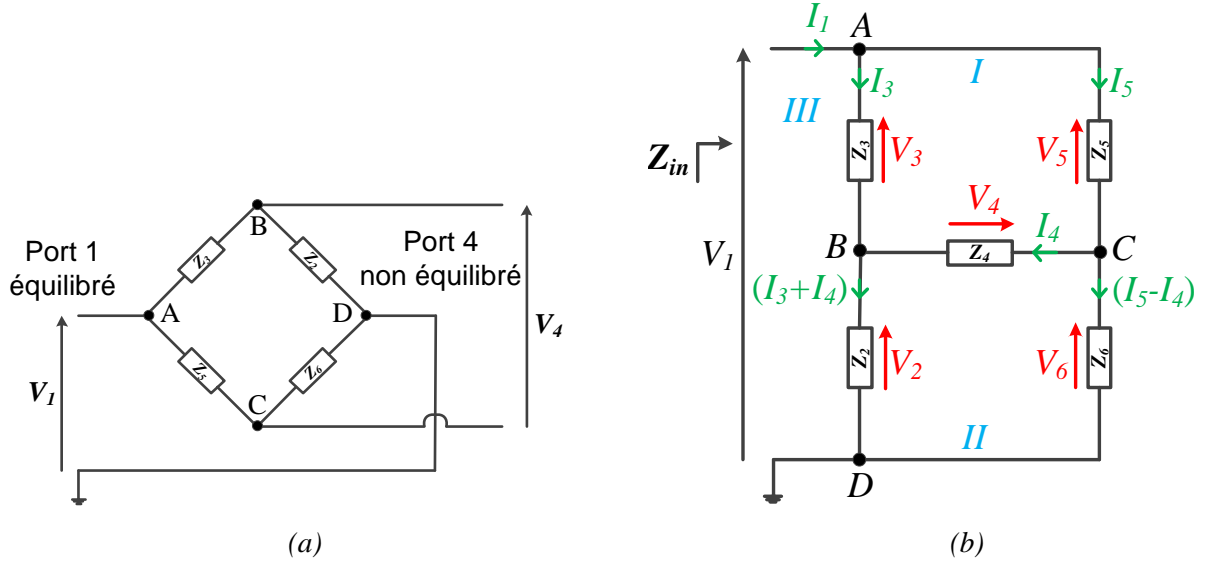


Fig. 5.18 : (a) Circuit électrique équivalent d'un balun double Y. (b) Port de sortie connecté à une charge adaptée.

Pour calculer le coefficient de réflexion au port 1, la ligne de transmission connectée au port 4 est terminée par une charge adaptée d'impédance Z_4 . Une tension V_I est ensuite appliquée au port 1 comme le montre la Fig. 5.18 (b). I_1 est le courant injecté au port 1. Soient I_3, I_4 et I_5 les courants qui traversent Z_3, Z_4 et Z_5 respectivement. V_2, V_3, V_4, V_5 et V_6 sont les tensions aux bornes de Z_2, Z_3, Z_4, Z_5 et Z_6 respectivement. L'impédance Z_{in} vue au port 1 est donnée par l'équation :

$$Z_{in} = \frac{V_I}{I_1} \quad (5.2)$$

L'expression du courant I_1 est donnée par l'équation :

$$I_1 = I_3 + I_5 \quad (5.3)$$

Afin d'avoir un balun sans perte, Z_2, Z_3, Z_5 et Z_6 sont purement réactifs (valeur imaginaire pure). Ainsi, nous avons :

$$\begin{cases} Z_1 = R_1 \\ Z_2 = jX_2 \\ Z_3 = jX_3 \\ Z_4 = R_4 \\ Z_5 = jX_5 \\ Z_6 = jX_6 \end{cases} \quad (5.4)$$

où X_2, X_3, X_5 et X_6 sont réels.

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

En appliquant la loi des mailles dans les boucles *I*, *II* et *III*, nous avons le système d'équation suivant où les inconnus sont les courants I_3 , I_4 et I_5 .

$$\begin{cases} V_1 - j(X_2 + X_3)I_3 - jX_2I_4 = 0 \\ jX_3I_3 - R_4I_4 - jX_5I_5 = 0 \\ jX_2I_3 - (jX_2 + R_4 + jX_6)I_4 - jX_6I_5 = 0 \end{cases} \quad (5.5)$$

La solution du système est :

$$\begin{cases} I_3 = \frac{-[R_4(X_5 + X_6) + jX_5(X_2 + X_6)]V_1}{(X_2X_3X_5 + X_2X_3X_6 + X_2X_5X_6 + X_3X_5X_6) - j(R_4X_2X_5 + R_4X_2X_6 + R_4X_3X_6)} \\ I_4 = \frac{-j(X_2X_5 - X_3X_6)V_1}{(X_2X_3X_5 + X_2X_3X_6 + X_2X_5X_6 + X_3X_5X_6) - j(R_4X_2X_5 + R_4X_2X_6 + R_4X_3X_6)} \\ I_5 = \frac{-[R_4(X_2 + X_3) + jX_3(X_2 + X_6)]V_1}{(X_2X_3X_5 + X_2X_3X_6 + X_2X_5X_6 + X_3X_5X_6) - j(R_4X_2X_5 + R_4X_2X_6 + R_4X_3X_6)} \end{cases} \quad (5.6)$$

En injectant (5.6) dans (5.3), nous avons :

$$I_1 = \frac{-[R_4(X_2 + X_3 + X_5 + X_6) + j(X_2 + X_6)(X_3 + X_5)]V_1}{(X_2X_3X_5 + X_2X_3X_6 + X_2X_5X_6 + X_3X_5X_6) - j(R_4X_2X_5 + R_4X_2X_6 + R_4X_3X_6)} \quad (5.7)$$

Ensuite, en injectant (5.7) dans (5.2), nous obtenons :

$$Z_{in} = \frac{-(X_2X_3X_5 + X_2X_3X_6 + X_2X_5X_6 + X_3X_5X_6) + jR_4(X_2X_5 + X_2X_6 + X_3X_6)}{R_4(X_2 + X_3 + X_5 + X_6) + j(X_2 + X_6)(X_3 + X_5)} \quad (5.8)$$

D'après l'équation (5.8), Z_{in} dépend de quatre paramètres à déterminer : X_2 , X_3 , X_5 et X_6 . Afin de réduire le nombre d'inconnues, nous supposons que :

$$\begin{cases} \frac{R_4}{R_1} = n \\ X_2 = X_5 \\ X_3 = X_6 \end{cases} \quad (5.9)$$

En injectant (5.9) dans (5.8), nous avons :

$$Z_{in} = \frac{-2X_5X_6(X_5 + X_6) + jnR_1(X_5^2 + X_5X_6 + X_6^2)}{2nR_1(X_5 + X_6) + j(2X_5X_6 + X_5^2 + X_6^2)} \quad (5.10)$$

L'adaptation est obtenue quand $Z_{in} = R_1$, ce qui conduit à :

$$X_5 = \frac{-R_1[2nR_1 - jX_6(n-1)]}{2X_6 - jR_1(n-1)} \quad (5.11)$$

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

L'équation (5.11) donne la relation entre X_5 et X_6 afin d'obtenir l'adaptation. Nous avons vu que X_5 est réel. Ceci permet d'avoir un balun sans perte. Par conséquent, n doit être égal à 1 pour que X_5 soit réel. Autrement dit, les impédances caractéristiques des lignes de transmission connectées aux ports 1 et 4 doivent être identiques ($Z_1 = Z_4$). Ainsi, l'équation (5.11) devient :

$$X_5 = \frac{-R_1^2}{X_6} \quad (5.12)$$

R_1 est imposé par l'impédance caractéristique de la ligne connectée au port 1. Il existe alors un degré de liberté pour déterminer la valeur de X_5 lors de la conception d'un balun double Y sans perte.

5.4.2 Simulation électrique d'un balun double Y

Nous allons maintenant aborder la conception d'un balun double Y avec des composants distribués. Pour cela, nous allons utiliser des tronçons de ligne. Lorsqu'une ligne sans perte d'impédance caractéristique Z_c et de longueur l est terminée par un circuit ouvert, son impédance vue à son entrée est :

$$Z_{op} = \frac{-Z_c}{\tan \beta l} \quad (5.13)$$

où β est la constante de propagation. Lorsque la ligne est maintenant terminée par un court-circuit, son impédance vue à son entrée devient :

$$Z_{sh} = Z_c \tan \beta l = \frac{-Z_c^2}{Z_{op}} \quad (5.14)$$

D'après l'équation (5.12), X_5 dépend de X_6 . Si X_6 est obtenu avec un tronçon de ligne d'impédance caractéristique égale à R_1 et terminée par un circuit ouvert, X_5 sera obtenu avec le même tronçon de ligne terminé par un court-circuit tout en vérifiant l'équation (5.12). Ainsi, la structure du balun double Y sans perte à base de tronçons de ligne est représentée à la Fig. 5.19 (a). Quatre tronçons de ligne identiques sans perte, d'impédance caractéristique 120Ω et de longueur $\frac{\lambda}{8}$ sont utilisés dans la simulation, comme le montre la Fig. 5.19 (b). λ est la longueur d'onde guidée à 2 GHz. Nous avons utilisé *Ansoft Designer* pour la simulation électrique.

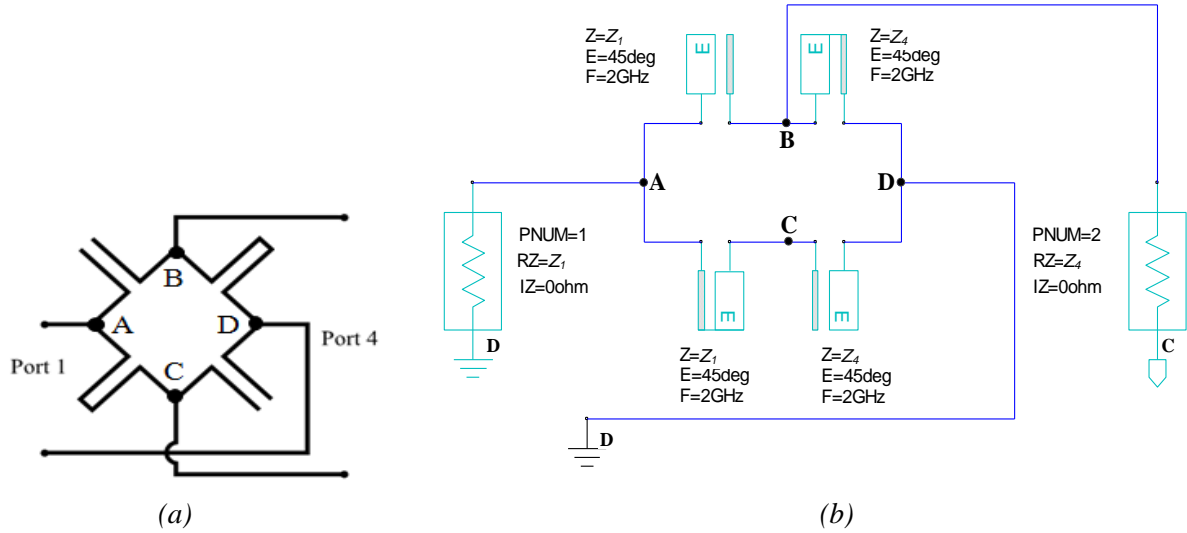


Fig. 5.19 : (a) Structure du balun double Y sans perte à base de tronçons de ligne de transmission. (b) Circuit utilisé en simulation électrique.

Les résultats de simulation sont montrés sur la Fig. 5.20 (a). Le balun est adapté sur toute la bande de fréquence de travail [0 - 20] GHz. Le coefficient de transmission du balun est égal à 0 dB sur toute la bande. Ceci montre que le balun est indépendant de la fréquence si les tronçons de ligne ont les mêmes impédances caractéristiques ($Z_1 = Z_4$). Contrairement aux autres types de balun, le balun double Y fonctionne à basses fréquences, voire même en DC.

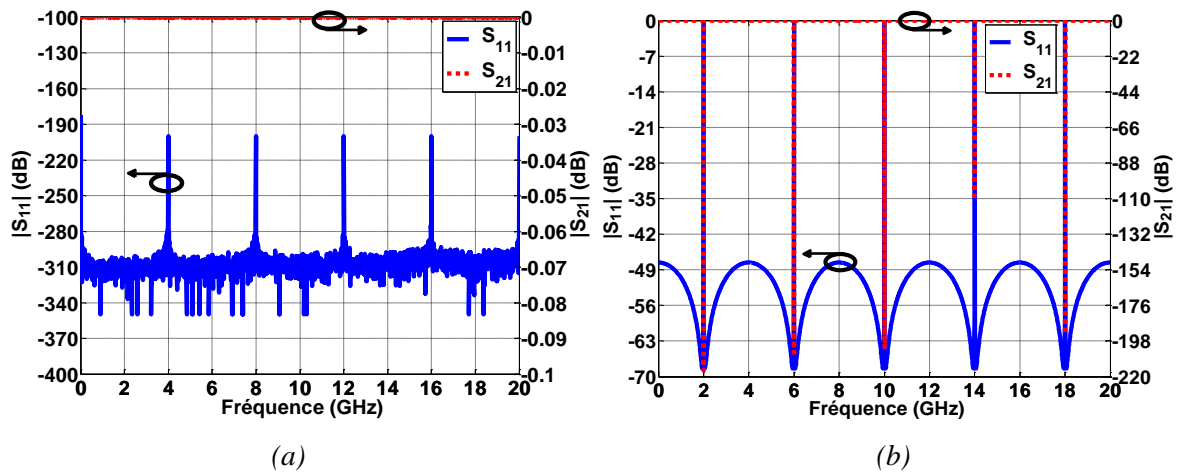


Fig. 5.20 : Coefficients de reflexion et de transmission du balun double Y. (a) $Z_1 = 120 \Omega$, $Z_4 = 120 \Omega$. (b) $Z_1 = 120 \Omega$, $Z_4 = 119 \Omega$.

Cependant en pratique, il est difficile de concevoir deux lignes de transmission ayant deux topologies différentes qui ont exactement les mêmes impédances caractéristiques. La différence d'impédance caractéristique pourrait également provenir des dispersions des deux

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

lignes qui ne sont pas identiques. Nous avons étudié le cas où Z_l est différent de Z_4 . En injectant les équations (5.13) et (5.14) dans (5.8), l'expression de Z_{in} devient :

$$Z_{in} = \frac{\tan \beta l [Z_4 \tan \beta l (2Z_1 \tan^2 \beta l + Z_4) + jZ_1 ((Z_1 + Z_4) \tan^2 \beta l - Z_1 - Z_4)]}{[\tan^2 \beta l - 1] [j \tan \beta l (Z_1 + Z_4) - Z_1 \tan^2 \beta l + Z_4]} \quad (5.15)$$

L'expression du coefficient de réflexion au port 1 est donnée par l'équation suivante :

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_1}{Z_{in} + Z_1} \quad (5.16)$$

Donc, grâce à (5.15), (5.16), devient :

$$S_{11} = \frac{Z_1^2 + \tan^2 \beta l (Z_1^2 \tan^2 \beta l + 2Z_1 Z_4 \tan^2 \beta l - 2Z_1^2 - Z_4^2)}{\left\{ \tan^2 \beta l (2Z_1 Z_4 \tan^2 \beta l - Z_1^2 \tan^2 \beta l - 2Z_1^2 - Z_4^2) - Z_1^2 \right\} + j2Z_1 \tan \beta l (Z_1 \tan^2 \beta l + Z_4 \tan^2 \beta l - Z_1 - Z_4)} \quad (6.21)$$

S_{11} vaut 1 lorsque $\tan \beta l = \pm 1$. Autrement dit, une désadaptation au port 1 apparaît quand $l = n \frac{\lambda}{8}$, avec n impair. Ceci a été vérifié par simulation électrique comme le montre la Fig.

5.20 (b) où $Z_l = 120 \, \Omega$ et $Z_4 = 119 \, \Omega$. Il est donc nécessaire de réduire au minimum la longueur l des tronçons de ligne pour décaler vers les hautes fréquences la première fréquence de désadaptation ($n = 1$) afin d'avoir une large bande-passante.

5.4.3 Simulation électromagnétique 3D

Le balun est utilisé pour le projet GIANTE afin de connecter le diviseur de puissance à base de lignes CPW au déphaseur en technologie CPS. Par conséquent, les lignes connectées aux ports 1 et 4 du balun sont des lignes CPW et CPS respectivement. Les tronçons de ligne utilisés pour obtenir X_2 et X_6 sont des lignes CPS tandis que ceux utilisés pour avoir X_3 et X_5 sont des lignes CPW comme le montre la Fig. 5.21. La structure a été optimisée avec *CST Microwave Studio*. Le substrat utilisé est le Kapton d'épaisseur $150 \, \mu\text{m}$ avec du cuivre d'épaisseur $18 \, \mu\text{m}$. Les dimensions du balun ainsi obtenus sont données sur le Tab. 5.2. La taille du balun est : $1 \times 1 \, \text{cm}^2$.

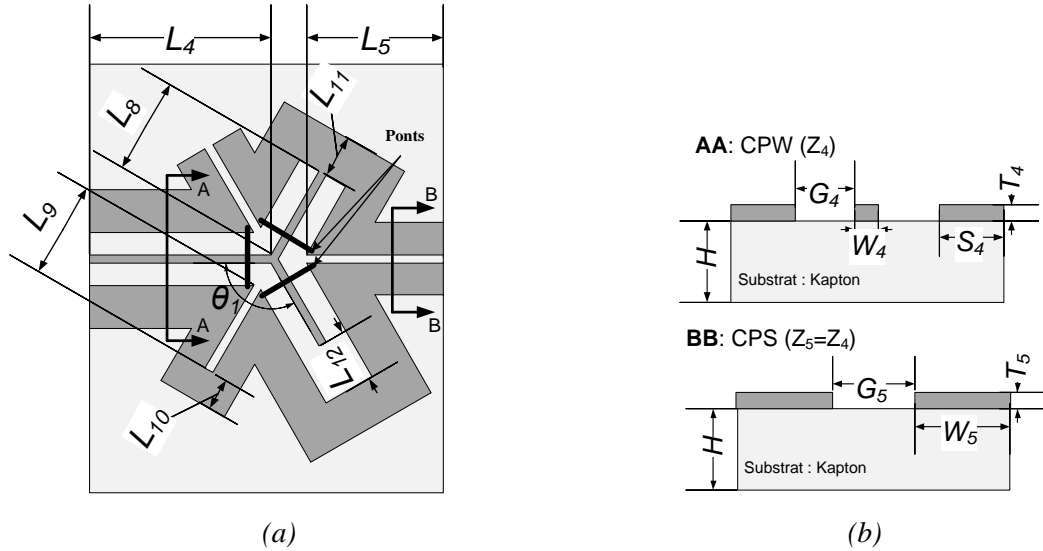
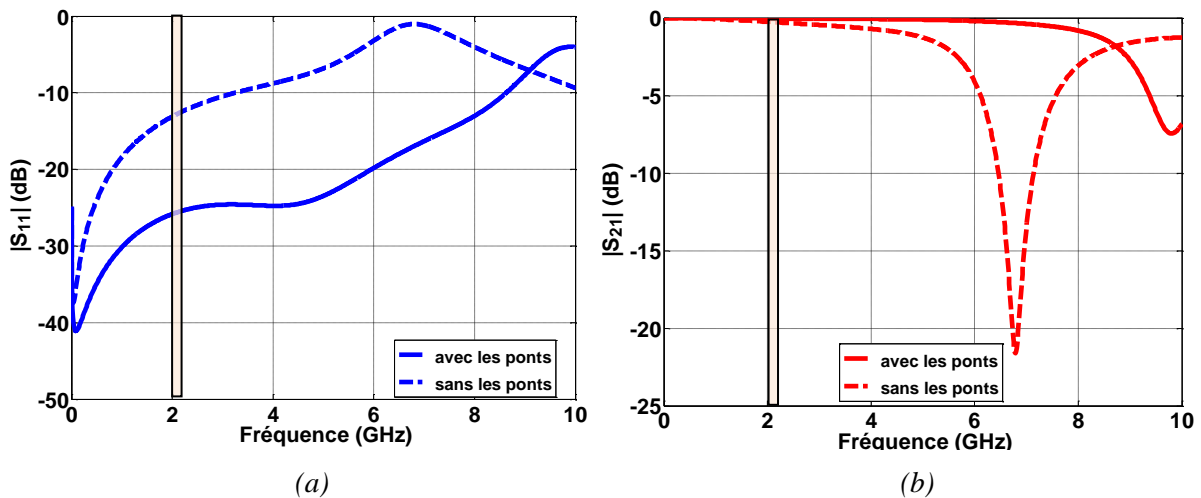


Fig. 5.21 : Structure du balun bouble Y CPW-CPS tête bêche. (a) Vue de haut. (b) Vue en coupe.

Les Fig. 5.22 (a) et (b) montrent les coefficients de réflexion et de transmission du balun. Le balun a une large bande-passante : $[0 - 8,62]$ GHz, soit 200% à 4,31 GHz. L'adaptation est inférieure à -25 dB dans la bande de fréquence cible. Le coefficient de transmission est supérieur à -1,6 dB dans la bande-passante. Il est supérieur à -0,05 dB dans la bande-passante cible. D'après la Fig. 5.22 (c), les pertes d'insertion sont inférieures à 1,2 dB dans la bande passante. Elles sont inférieures à 0,03 dB dans la bande de fréquences cible. La chute du coefficient de transmission à 9,8 GHz correspond à la désadaptation du balun à la fréquence où la longueur des stubs est égale à $\frac{\lambda}{8}$. Due à cette désadaptation, le stub en ligne CPW terminé par un circuit ouvert rayonne comme le montre la Fig. 5.23. Ceci explique les pertes d'insertion élevées (5 dB) à 9,8 GHz.



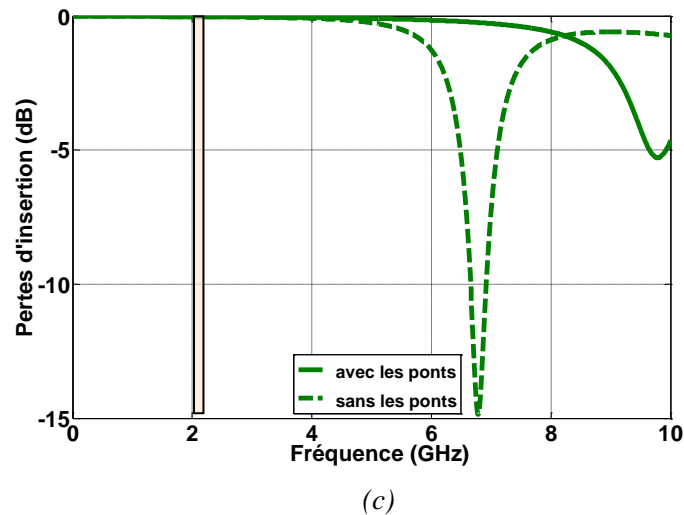


Fig. 5.22 : Performances obtenues par simulation du balun double Y. (a) Coefficients de réflexion. (b) Coefficient de transmission. (c) Pertes d'insertion.

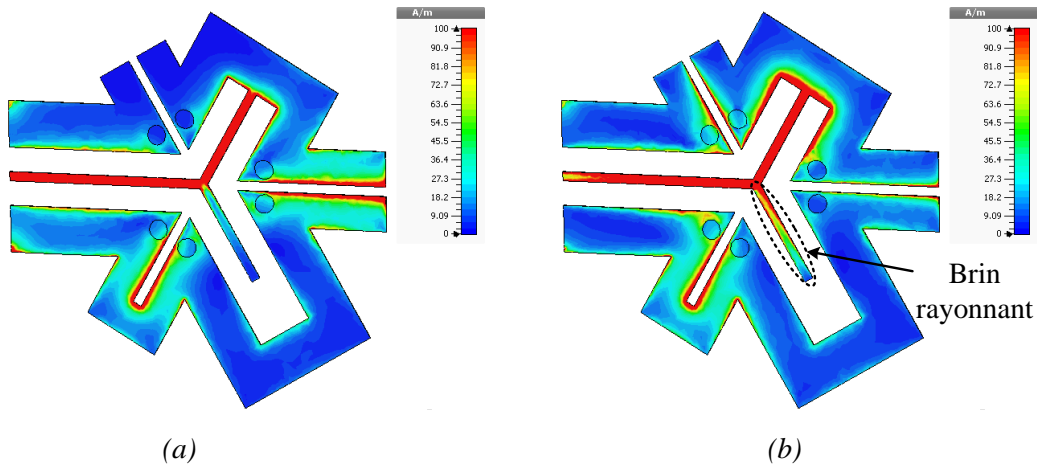


Fig. 5.23 : Amplitude de la densité de surface de courant. (a) $f = 2,06 \text{ GHz}$. (b) $f = 9,8 \text{ GHz}$.

Par ailleurs, les performances du balun sont dégradées lorsque les ponts sont retirés. Cependant, elles demeurent correctes dans la bande passante cible : l'adaptation est inférieure à -12 dB, le coefficient de transmission est supérieur à -0,3 dB et les pertes d'insertion sont inférieures à 0,04 dB. Ainsi, nous avons choisi le balun double Y sans les ponts pour le circuit d'alimentation.

5.5 Circuit d'alimentation

Comme pour le cas le cas de l'antenne GIANTE 1, le déphaseur est constitué de trois lignes de transmission. Pour l'antenne GIANTE 2, il est inséré entre les baluns et les dipôles comme le montre la Fig. 5.24. Pour être compatible avec le circuit uni-planaire, le déphaseur doit être formé par trois lignes en topologie CPS. Par conséquent, le circuit d'alimentation est

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

formé par : le diviseur de puissance à base de lignes CPW à 7 ponts ayant des impédances caractéristiques d'entrée et de sortie égales à $50\ \Omega$ et $120\ \Omega$ respectivement, le balun double Y qui ne comporte aucun pont et le déphaseur en topologie CPS. La structure détaillée du circuit d'alimentation est montrée sur la Fig. 5.25. Ses dimensions sont données sur le Tab. 5.2.

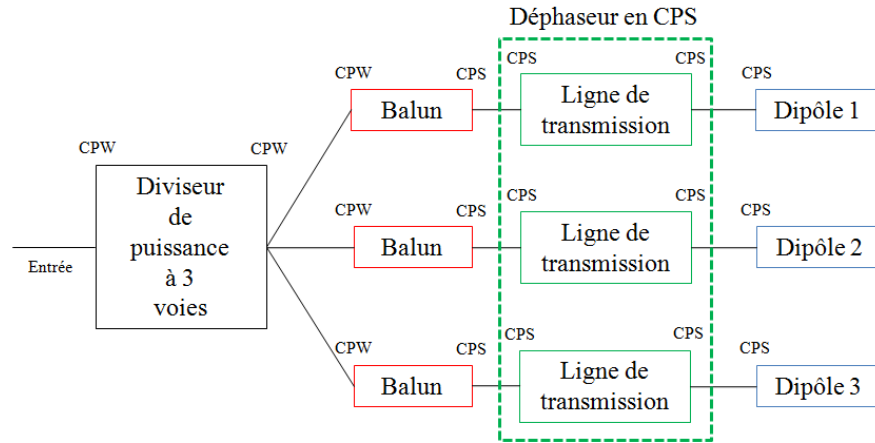


Fig. 5.24 : Schéma globale simplifié d'un groupe d'antennes de GIANTE 2 illustrant la topologie des lignes d'entrée et de sortie de chaque composant.

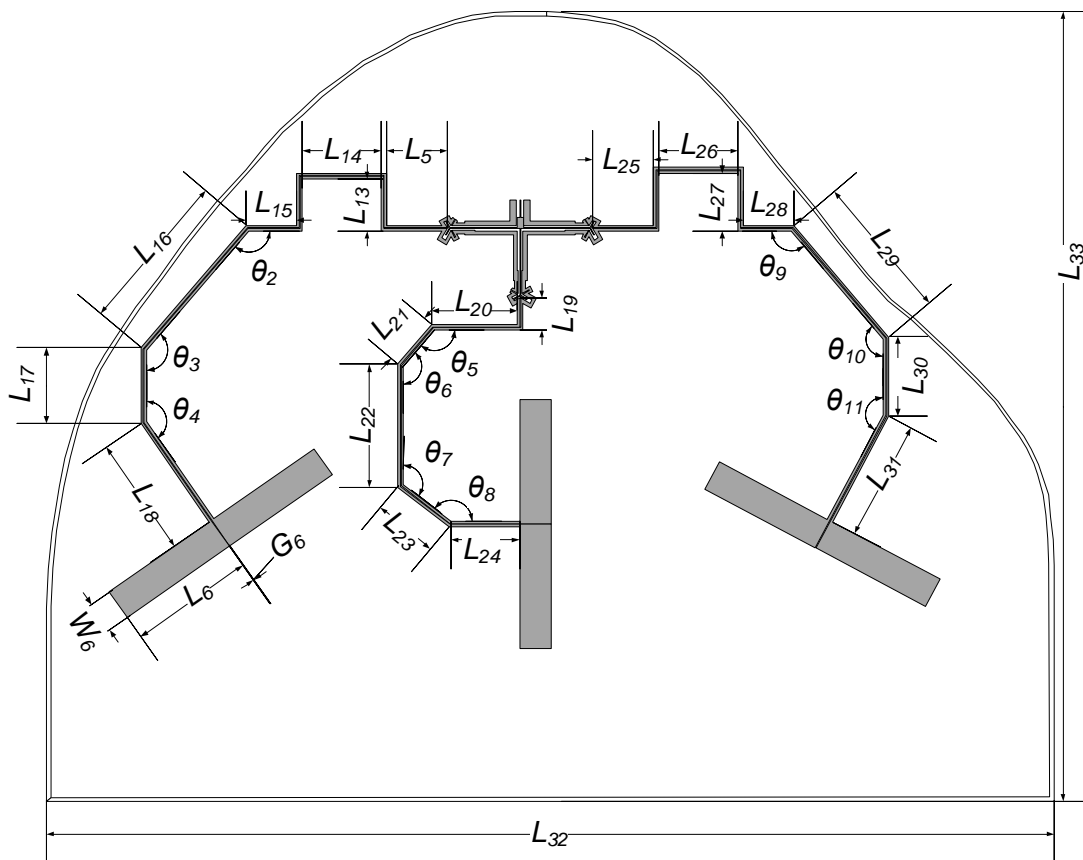


Fig. 5.25 : Structure détaillée du GIANTE 2 droit.

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

La Fig. 5.26 (a) montre les coefficients de réflexion et de transmission du circuit d'alimentation obtenu par simulation. Le circuit d'alimentation a une large bande passante. Elle couvre la bande de fréquences cible $[2,025 - 2,1]$ GHz. Son adaptation est inférieure à -19 dB dans la bande de fréquences cible. D'après la Fig. 5.26 (b), les pertes d'insertion sont inférieures à 2 dB dans la bande de fréquences cible. D'après la Fig. 5.26 (c), tous les ports sont équilibrés en termes d'amplitude sur la bande de fréquences cible. La variation maximale est inférieure à 0,7 dB. La Fig. 5.26 (d) montre que les signaux à la sortie du déphaseur aux ports 2 et 3 sont en phase. Ils sont en retard de phase de 210° par rapport au signal qui sort du déphaseur par le port 4.

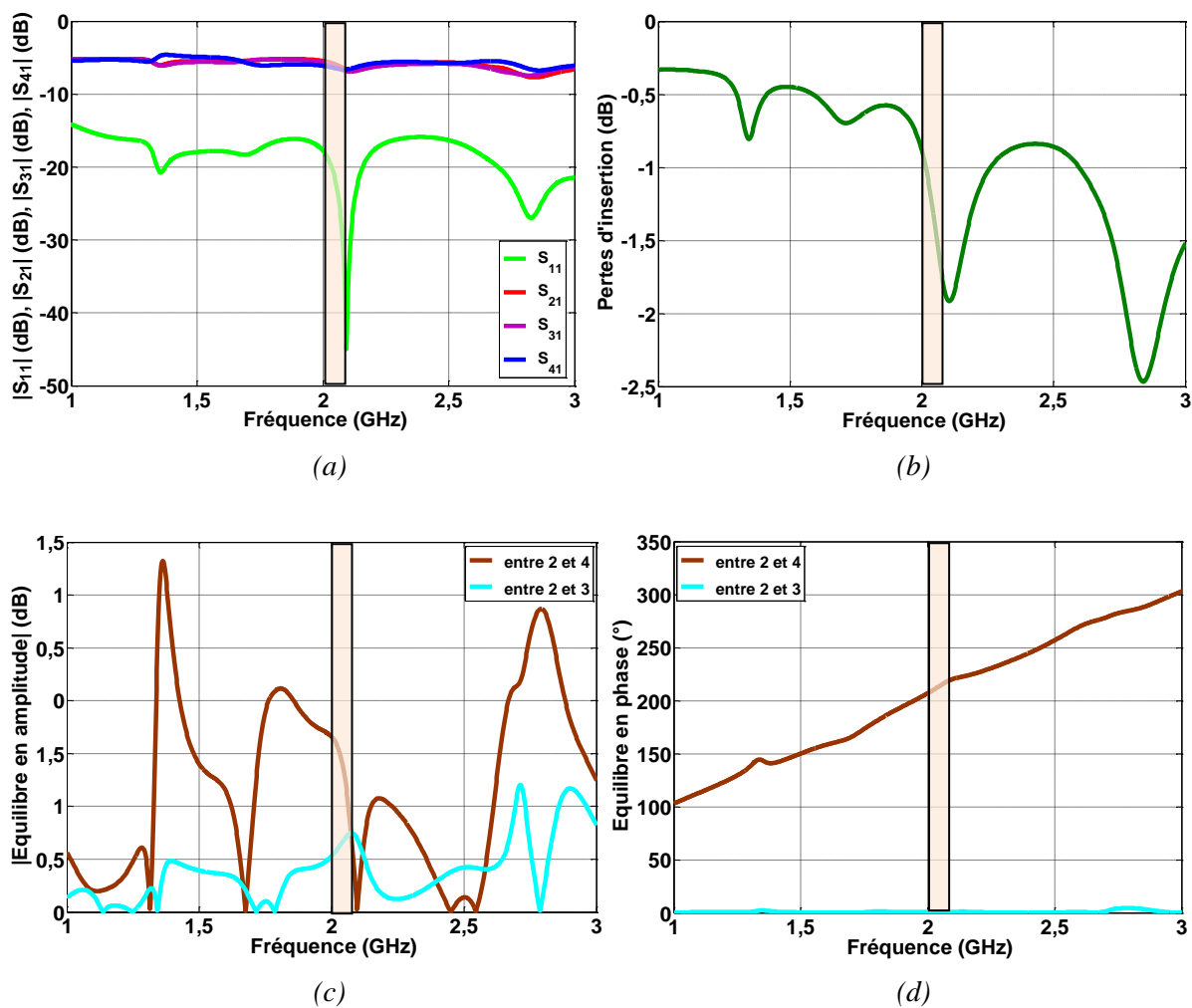


Fig. 5.26 : Résultats de simulation du circuit d'alimentation. (a) Coefficients de réflexion et de transmission. (b) Pertes d'insertion. (c) Equilibre en amplitude. (d) Equilibre en phase.

5.6 Groupe antennes uni-planaire

Nous venons de voir dans la section précédente le design du circuit d'alimentation d'un groupe d'antennes. Nous allons voir maintenant le design de l'antenne GIANTE 2 qui intègre le circuit d'alimentation.

5.6.1 Conception de l'antenne GIANTE 2

Le design complet d'un groupe antennes est formé par le circuit d'alimentation connecté aux trois dipôles planaires identiques. Le dipôle est formé par deux bras de longueur L_6 et de largeur W_6 . Les deux bras sont séparés par un gap G_6 . Le substrat utilisé est le Kapton d'épaisseur $150\text{ }\mu\text{m}$ avec du cuivre d'épaisseur $18\text{ }\mu\text{m}$. Nous avons utilisé *CST Microwave Studio* pour optimiser le dipôle en présence des deux autres et du circuit d'alimentation. Les dimensions du dipôle ainsi obtenues sont résumées dans le Tab. 5.2. La Fig. 5.27 montre la structure réelle du groupe-antenne droit que nous appelons GIANTE 2 droit qui est connecté à un connecteur RF d'impédance caractéristique $50\text{ }\Omega$. La structure détaillée du GIANTE 2 droit est illustrée sur la Fig. 5.25. Le groupe-antenne gauche est appelé GIANTE 2 gauche. Elle a les mêmes dimensions que GIANTE 2 droit. L'antenne GIANTE 2 est formée par GIANTE 2 gauche et GIANTE 2 droit.

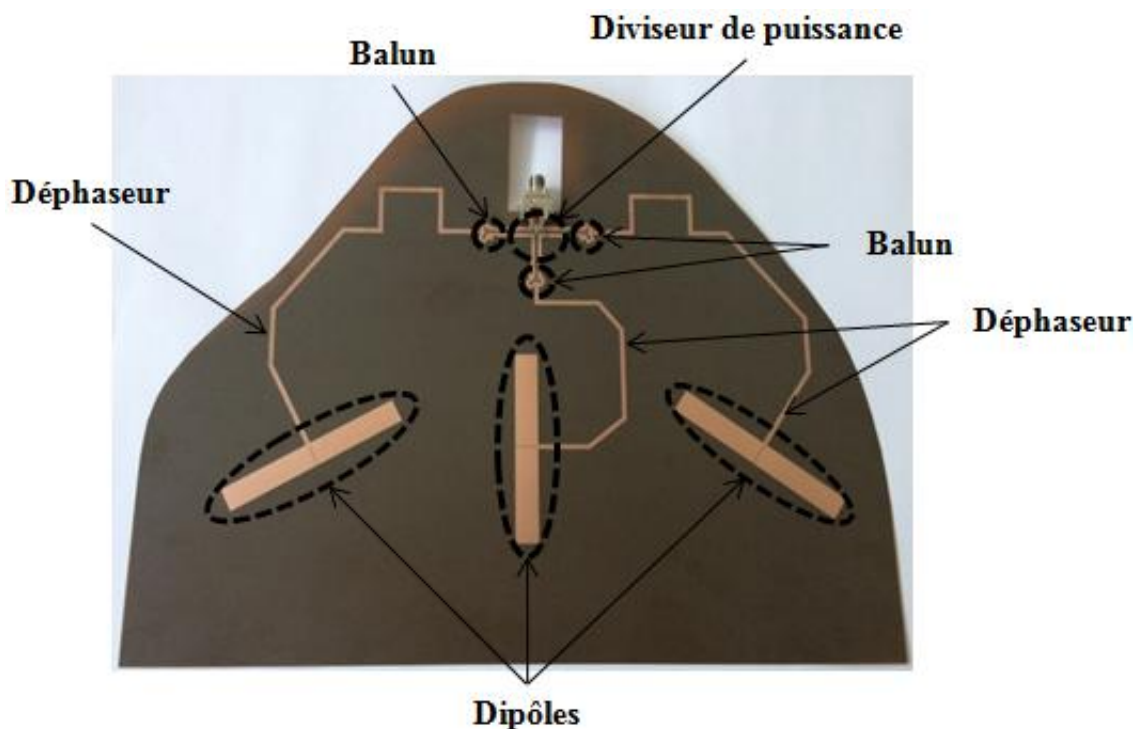


Fig. 5.27 : Photo du GIANTE 2 droit à plat sans l'épaulière

Il est à noter que pour la plateforme de calcul « Dell PowerEdge » à deux CPU « Intel Xeon X5650 » à 6 cœurs et 64 Go de RAM, le temps de calcul pour une seule simulation sous CST Microwave studio est 22 heures.

5.6.2 Résultats de mesure et de simulation

Les antennes GIANTE 2 droit et gauche ont été réalisées par photolithographie et ont été ensuite caractérisées. La Fig. 5.28 (a) montre la comparaison entre les coefficients de réflexion de GIANTE 2 droit à plat et sans l'épaulière en espace libre obtenus par la mesure et la simulation. Nous constatons que les deux résultats sont proches. La bande passante de l'antenne à -10 dB est assez large pour couvrir la bande de fréquences cible. D'après la Fig. 5.28 (b), le coefficient de réflexion de l'antenne intégrée dans le gilet est modifié lorsqu'il est inséré dans l'uiiforme. La fréquence de résonance est décalée vers les basses fréquences. Ceci pourrait provenir du couplage entre les dipôles lors de la courbure de l'antenne. C'est le même phénomène que pour GIANTE 1. En effet, lorsque l'antenne est courbée, les distances entre les dipôles sont réduites. Cependant, la bande de fréquence cible est toujours couverte et l'antenne est bien adaptée sur toute la bande.

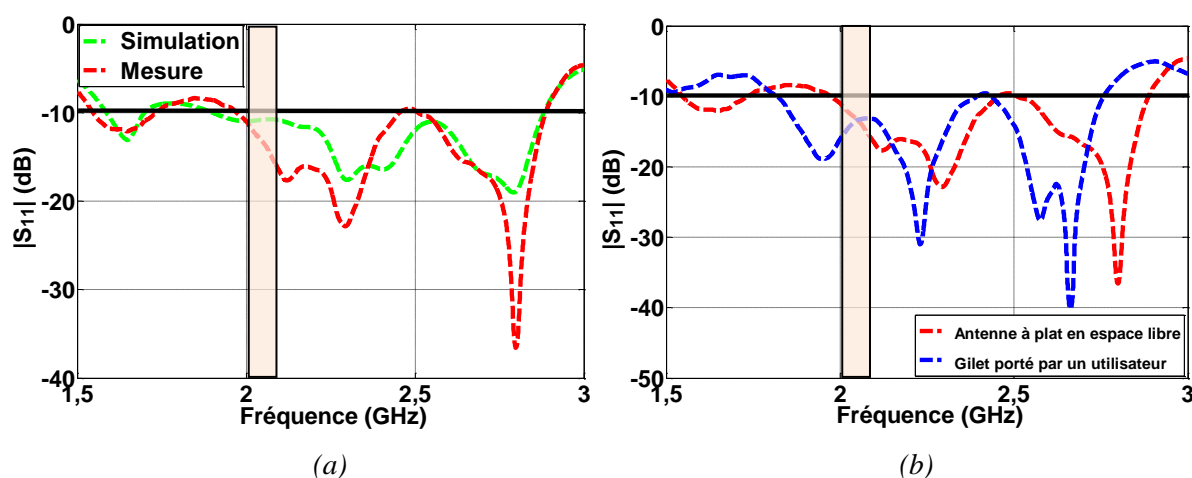


Fig. 5.28 : Coefficient de réflexion du GIANTE 2 droit. (a) A plat et sans l'épaulière en espace libre. (b) Antenne insérée dans l'épaulière en présence du corps obtenu par mesure.

Nous avons également mesuré les diagrammes de rayonnement des antennes GIANTE 2 droit et gauche lorsqu'elles sont insérées dans le gilet et portées par un utilisateur (Fig. 5.29 (a)). Les résultats obtenus ont été ensuite comparé avec les résultats de simulation. La simulation a été effectuée en présence du corps mais avec un groupe antenne formé par des dipôles cylindriques alimentés par des ports discrets. D'après la Fig. 5.3, les deux résultats sont proches. Le rayonnement du GIANTE 2 droit couvre pratiquement le demi-plan de

Chapitre 5 : Conception et réalisation de l'antenne uni-planaire GIANTE 2

l'espace situé à droite de l'utilisateur. Le gain mesuré est 3,5 dBi. De plus, comme pour GIANTE 1, le rayonnement de l'antenne en polarisation croisée n'est pas négligeable due aux inclinaisons des dipôles par rapport à la verticale. Le diagramme de rayonnement de l'antenne GIANTE 2 obtenu avec une alimentation séquentielle est illustré sur la Fig. 5.29 (b). Les zones non couvertes par le rayonnement en co-polarisation sont couvertes par celui en polarisation croisée, comme c'est le cas avec GIANTE 1. Le diagramme de rayonnement ainsi obtenu est alors quasi-omnidirectionnel. Des essais de communication sur terrain ont été effectués. Les résultats ont montré que l'antenne a de bonnes performances. Les détails de ces performances sont développés dans le chapitre 6.

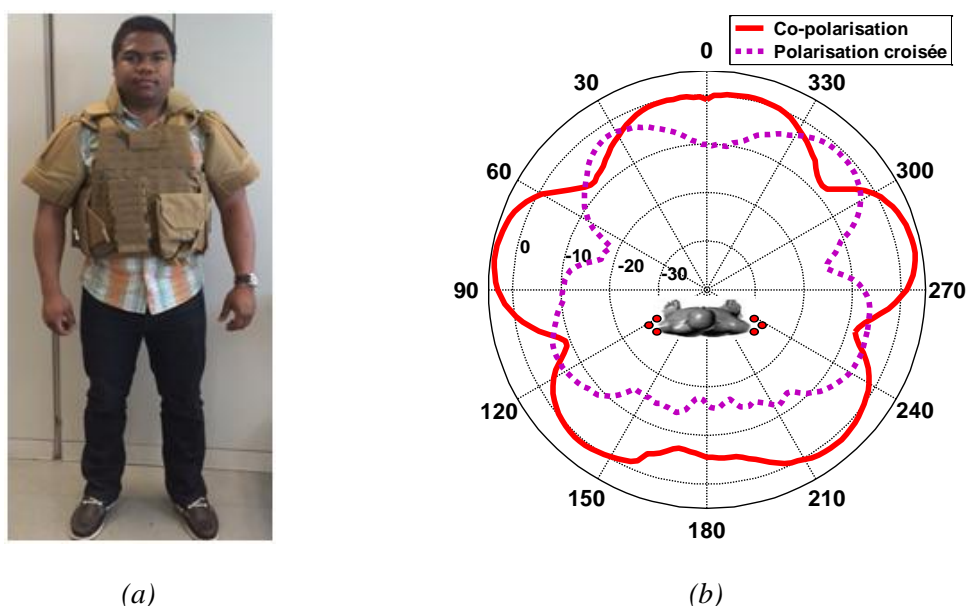


Fig. 5.29 : (a) Gilet militaire 2 intégrant l'antenne GIANTE 2 porté par un utilisateur. (b) Diagramme de rayonnement de l'antenne GIANTE 2 placée sur les deux épaules obtenu avec une alimentation séquentielle des deux groupes d'antennes.

5.6.3 Comparaison des diagrammes de rayonnement des deux gilets

La Fig. 5.30 montre la comparaison des diagrammes de rayonnement des deux gilets. Nous constatons que le diagramme de rayonnement obtenu avec le gilet militaire 1 est le plus proche de celui d'une antenne omnidirectionnelle. Ceci est dû au rayon de courbure de l'épaulière du gilet militaire 1 (15 cm) qui est plus grand que celui du gilet militaire 2 (10 cm). Par ailleurs, la fixation des épaulières sur le gilet change selon le type de gilet utilisé. L'épaulière du gilet militaire 1 est fixe au gilet. Sa forme ainsi que sa position sont indépendantes de la taille et du mouvement du bras de l'utilisateur. En revanche, la forme et la position de l'épaulière du gilet militaire 2 dépend de la taille et du mouvement du bras de

l'utilisateur. Par conséquent, le diagramme de rayonnement obtenu avec le gilet militaire 2 dépend de la position de l'épaulière comme le montre la Fig. 5.31.

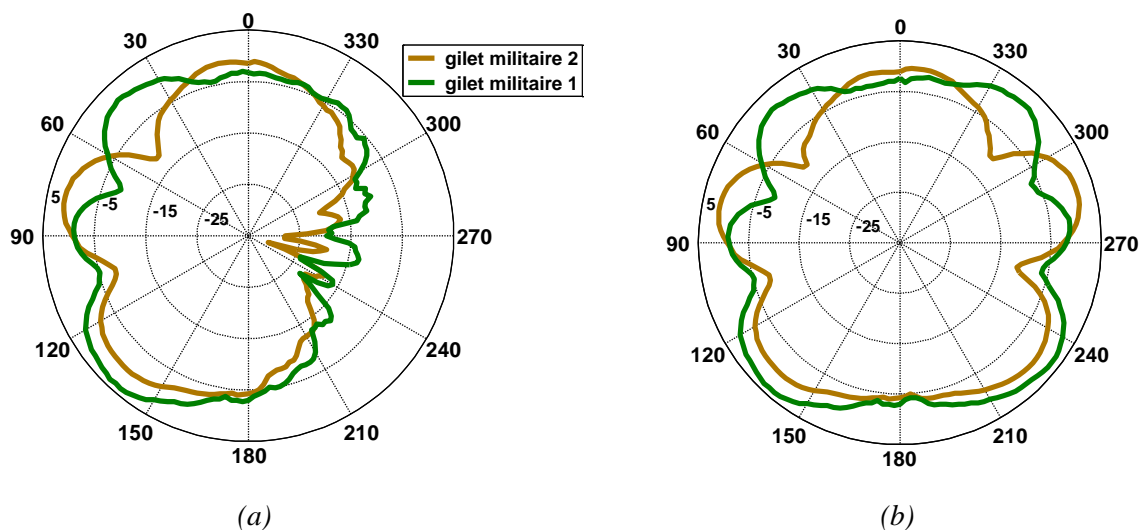


Fig. 5.30 : Diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan H lorsque le gilet est porté par un utilisateur. (a) Groupe-antenne gauche. (b) Deux groupes d'antennes alimentés séquentiellement.

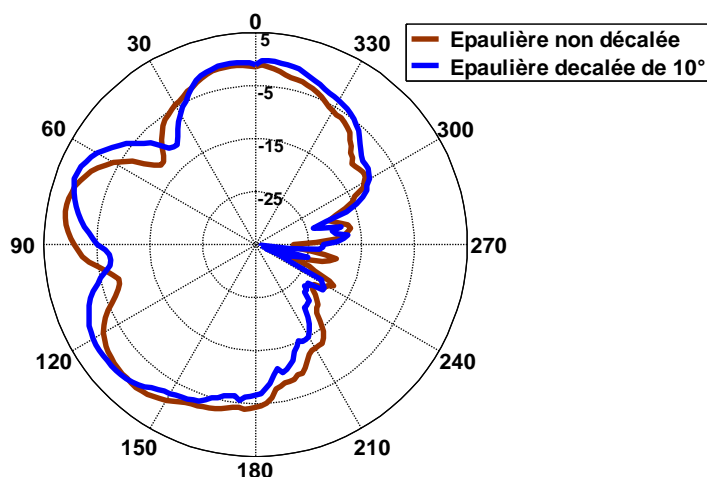


Fig. 5.31 : Diagrammes de rayonnement mesurés dans le plan H du groupe antenne gauche de l'antenne GIANTE 2 obtenus avec deux positions de l'épaulière différentes en présence d'un utilisateur.

5.7 Connecteur RF adapté à un substrat souple

Nous avons aussi effectué des études sur une connectique adaptée à une structure uni-planaire. En effet, les premiers essais préliminaires effectués en début de thèse nous ont montré l'importance pratique de cet aspect. Ceci a été confirmé par le fait qu'un connecteur commercial utilisé lors des essais sur terrain ne résistait pas à deux essais successifs. En effet, pour des raisons de disponibilités de prototypes, il n'a pas été possible de les utiliser lors des essais.

Ainsi, nous avons développé un connecteur robuste et adapté à un substrat souple. La solution proposée consiste à encapsuler un connecteur RF coudé commercial dans une pièce de surmoulage qui assure la liaison mécanique avec le matériau souple de façon robuste tout en assurant le contact avec la piste conductrice imprimée. Ce surmoulage est illustré à la Fig. 5.32.

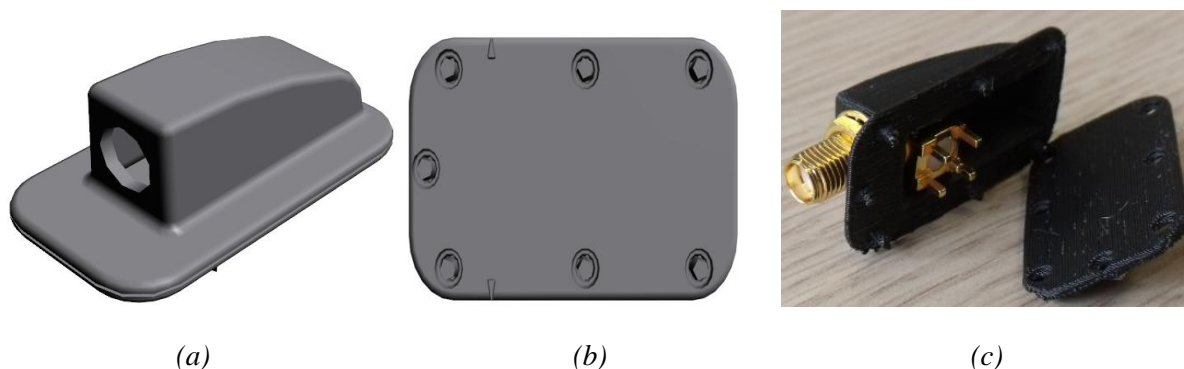
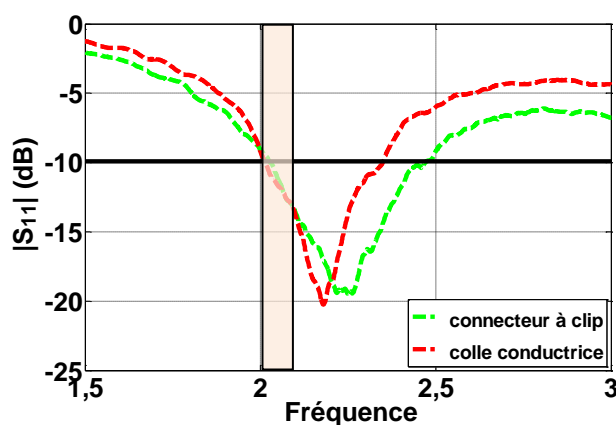


Fig. 5.32 : Structure du connecteur proposé. (a) Vue en perspective de la pièce d'interface. (b) Vue de dessous de la pièce d'interface. (c) Photo du connecteur RF coudé commercial encapsulé dans la pièce d'interface.

Les performances RF du connecteur ont été caractérisées avec un monopole uni-planaire réalisé sur un substrat PI par impression jet d'encre, comme le montre la Fig. 5.33 (a). Les dimensions du monopole sont données dans le Tab. 2.8. Le coefficient de réflexion du monopole a été mesuré. Le résultat a ensuite été comparé avec celui obtenu par un monopole connecté à un connecteur SMA commercial en utilisant une colle conductrice. La Fig. 5.33 (b) montre que les deux résultats sont proches. Ceci confirme l'absence de modification des performances RF du connecteur commercial en présence du surmoulage.



(a)



(b)

Fig. 5.33 : (a) Monopole imprimé sur du PI par jet d'encre connecté au connecteur à clip. (b) Coefficient de réflexion mesuré.

5.8 Conclusion

La conception et les caractérisations de l'antenne uni-planaire GIANTE 2 qui intègre le circuit d'alimentation ont été présentées dans ce chapitre. L'antenne GIANTE 2 est facile à réaliser et à intégrer dans le gilet. De plus, elle est compatible à une réalisation par impression jet d'encre. Ceci permettrait une réalisation à faible coût. Elle présente de bonnes performances en termes d'adaptation et de rayonnement. Nous verrons dans le chapitre 6 les performances obtenues et mesurées sur terrain.

Par ailleurs, une étude sur une solution de connectique robuste et adaptée à l'antenne GIANTE 2 a également été présentée. Les résultats de mesures confirment le bon comportement du surmoulage.

Références

- [1] L. Fan et K. Chang, « Uniplanar power dividers using coupled CPW and asymmetrical CPS for MICs and MMICs », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 44, n° 12, p. 2411-2420, 1996.
- [2] E. A. Soliman, P. Pieters, E. Beyne, et G. A. Vandenbosch, « Suppression of the parasitic modes in CPW discontinuities using MCM-D technology-application to a novel 3-dB power splitter », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 46, n° 12, p. 2426-2430, 1998.
- [3] M. Chen et J. Wang, « Planar UWB antenna array with CPW feeding network », in *Microwave Conference, 2008. APMC 2008. Asia-Pacific*, 2008, p. 1-4.
- [4] M. A. Abdalla et Z. Hu, « B3. Compact and broadband left handed CPW power divider/combiner for C/X bands », in *Radio Science Conference (NRSC), 2012 29th National*, 2012, p. 29-36.
- [5] C. Li, L. B. Lok, A. Khalid, V. Papageorgiou, J. Grant, et D. Cumming, « A coplanar ring power divider with high isolation for V-band and W-band applications », 2013.
- [6] H. Kim et R. Franklin-Drayton, « Wire-bond free technique for right-angle coplanar waveguide bend structures », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 57, n° 2, p. 442-448, 2009.
- [7] A. A. Omar, Y. L. Chow, L. Roy, et M. G. Stubbs, « Effects of air-bridges and mitering on coplanar waveguide 90 degrees bends: theory and experiment », in *Microwave Symposium Digest, 1993., IEEE MTT-S International*, 1993, p. 823-826.
- [8] A. Bessemoulin, C. Algani, G. Alquié, et V. F. Hanna, « A simple airbridge analytical model in coplanar waveguides for MMIC applications », *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 17, n° 4, p. 265-267, 1998.
- [9] T. M. Weller, R. M. Henderson, K. J. Herrick, S. V. Robertson, R. T. Kihm, et L. P. Katehi, « Three-dimensional high-frequency distribution networks. I. Optimization of CPW discontinuities », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 48, n° 10, p. 1635-1642, 2000.
- [10] P. M. Watson et K. C. Gupta, « Design and optimization of CPW circuits using EM-ANN models for CPW components », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 45, n° 12, p. 2515-2523, 1997.
- [11] R. N. Simons et G. E. Ponchak, « Modeling of some coplanar waveguide discontinuities », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 36, n° 12, p. 1796-1803, 1988.
- [12] C.-H. Ho, L. Fan, et K. Chang, « Broad-band uniplanar hybrid-ring and branch-line couplers », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 41, n° 12, p. 2116-2125, 1993.
- [13] K. Hettak, N. Dib, A. Sheta, A. A. Omar, G.-Y. Delisle, M. Stubbs, et S. Toutain, « New miniature broadband CPW-to-slotline transitions », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 48, n° 1, p. 138-146, 2000.

- [14] Y.-S. Lin et C. H. Chen, « Design and modeling of twin-spiral coplanar-waveguide-to-slotline transitions », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 48, n° 3, p. 463-466, 2000.
- [15] S.-G. Mao, C.-T. Hwang, R.-B. Wu, et C. H. Chen, « Analysis of coplanar waveguide-to-coplanar stripline transitions », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 48, n° 1, p. 23-29, 2000.
- [16] K. S. Ang et I. D. Robertson, « Analysis and design of impedance-transforming planar Marchand baluns », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 49, n° 2, p. 402-406, 2001.
- [17] T.-S. Yun, K.-B. Kim, J.-C. Lee, J.-Y. Park, Y.-J. Ko, J.-H. Kim, B. Lee, et N.-Y. Kim, « A LIGA micromachined balun with coplanar waveguide structure », in *Microwave Conference, 2002. 32nd European*, 2002, p. 1-4.
- [18] T.-G. Ma, C.-C. Wang, et C.-H. Lai, « Miniaturized distributed Marchand balun using coupled synthesized CPWs », *Microw. Wirel. Compon. Lett. IEEE*, vol. 21, n° 4, p. 188-190, 2011.
- [19] H.-T. Kim, S. Lee, J.-H. Park, Y.-K. Kim, et Y. Kwon, « Ultra-wideband uniplanar MMIC balun using field transformations », *Electron. Lett.*, vol. 42, n° 6, p. 359-361, 2006.
- [20] V. Trifunović et B. Jokanović, « Four decade bandwidth uniplanar balun », *Electron. Lett.*, vol. 28, n° 6, p. 534-535, 1992.
- [21] V. Trifunovic et B. Jokanovic, « Review of printed Marchand and double Y baluns: Characteristics and application », *Microw. Theory Tech. IEEE Trans. On*, vol. 42, n° 8, p. 1454-1462, 1994.
- [22] H. Gu et K. Wu, « Broadband design consideration of uniplanar double-Y baluns for hybrid and monolithic integrated circuits », in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, 1999, vol. 3, p. 863-866.

Chapitre 6 : Tests fonctionnels

6.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre 5 le principe utilisé par l'antenne GIANTE qui lui permet de rayonner dans toute l'espace tout en gardant une bonne protection du corps. Un premier prototype en structure micro-ruban (donc en double face) appelé antenne GIANTE 1 a été réalisé et caractérisé. Les résultats obtenus ont permis de valider le concept. Un deuxième prototype uni-planaire appelé antenne GIANTE 2 a ensuite été proposé. L'objectif de ce second prototype porte sur l'amélioration de l'intégration de l'antenne GIANTE dans le gilet grâce à l'impression par jet d'encre tout en conservant les mêmes performances que celles de l'antenne GIANTE 1. Il a été réalisé puis caractérisé, les résultats obtenus sont similaires à ceux de l'antenne GIANTE 1. Cependant, les caractérisations des antennes GIANTE qui ont été présentées jusqu'ici sont des mesures RF de laboratoire qui permettent de déterminer l'impédance de l'antenne, son adaptation ainsi que son diagramme de rayonnement.

Dans ce chapitre, nous allons voir les performances des antennes GIANTE en termes de portée lorsqu'elles sont combinées avec le système de communication utilisé par les fantassins actuellement.

Dans la première partie de ce chapitre, nous allons présenter les résultats des essais de communication préliminaires obtenus avec les antennes monopole. Ensuite, les résultats des essais de communication sur terrain dégagé obtenus avec l'antenne GIANTE 1 seront présentés dans la deuxième partie. Enfin, nous allons voir dans la dernière partie les résultats des essais de communication sur terrain accidenté obtenus avec l'antenne GIANTE 2.

6.2 Essais de communication préliminaires

Le cahier des charges du projet nous impose une antenne compatible avec l'impression jet d'encre. Au début du projet, notre choix s'est porté sur une antenne monopole uni-planaire illustré sur la Fig. 2.1. Les résultats de l'étude préliminaire, ont montré que le diagramme de rayonnement du monopole en présence du corps ne couvre pas tout l'espace et surtout, le corps n'est pas protégé du rayonnement des ondes électromagnétiques du monopole. Nous avons ensuite adopté la technique développée qui consiste à faire interférer de manière destructive trois antennes dipôles qui forment un triangle autour de l'épaule, voir le

chapitre 4. Un premier démonstrateur a été alors mis en place en utilisant cette technique en technologie coplanaire suivi d'un second démonstrateur en technologie uni-planaire.

6.2.1 Essai de communication à Massy

6.2.1.1 Prototypage préliminaire du concept GIANTE

Le gilet GIANTE est formé par deux groupes d'antennes : groupe d'antennes gauche et droit. Un groupe d'antennes est constitué d'un diviseur de puissance à 3 voies commercial, d'un déphaseur commercial et de trois monopoles identiques imprimés par jet d'encre sur du PI. La réalisation des monopoles a été faite par ARDEJE. Les dimensions du monopole sont résumées dans le Tab. 2.8.

Avant d'intégrer les groupes d'antennes dans le gilet, il est préférable de détacher d'abord les épaulières du gilet, puis d'insérer chaque groupe d'antennes dans l'épaulière correspondante. Chaque épaulière est ensuite replacée sur le gilet.

Les trois monopoles d'un groupe d'antennes imprimé sur du PI sont placés au-dessus du pack balistique d'une épaulière du gilet, plus précisément entre le pack balistique et l'enveloppe extérieure de l'épaulière, comme le montre la Fig. 6.1. La position précise des trois monopoles est reportée sur le patron des deux packs balistiques, comme le montre la Fig. 6.2. Les valeurs des dimensions représentées à la Fig. 6.2 sont fournies dans le Tab. 6.1. Etant donné que les trois monopoles n'ont pas été réalisés sur le même support, nous les avons d'abord placés sur la couverture de l'enveloppe de l'épaulière, voir Fig. 6.3 (a), puis les avons connectés avec trois câbles coaxiaux souples avant de refermer l'épaulière, comme le montre la Fig. 6.3 (b). La Fig. 6.3 (c) montre la photo du gilet militaire 1 intégrant les deux groupes d'antennes.

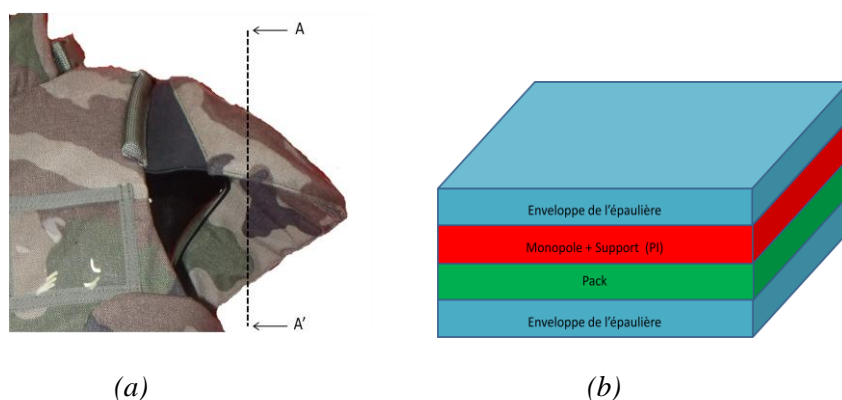


Fig. 6.1 : Emplacement des antennes à l'intérieur d'une épaulière du gilet militaire 1. a) Vue en perspective de l'épaulière. b) Vue en coupe (AA') de l'épaulière.

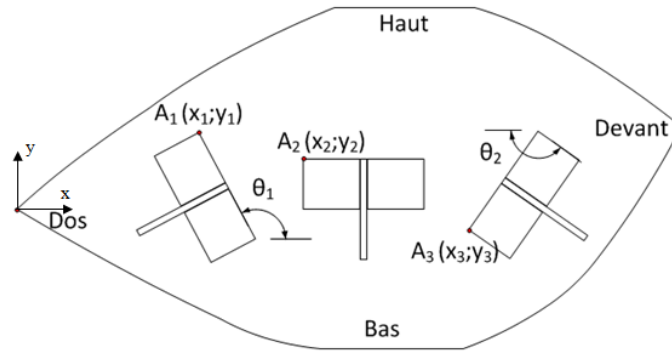


Fig. 6.2 : Configuration du groupe antenne droite : épaulière droite face extérieure du gilet militaire₁

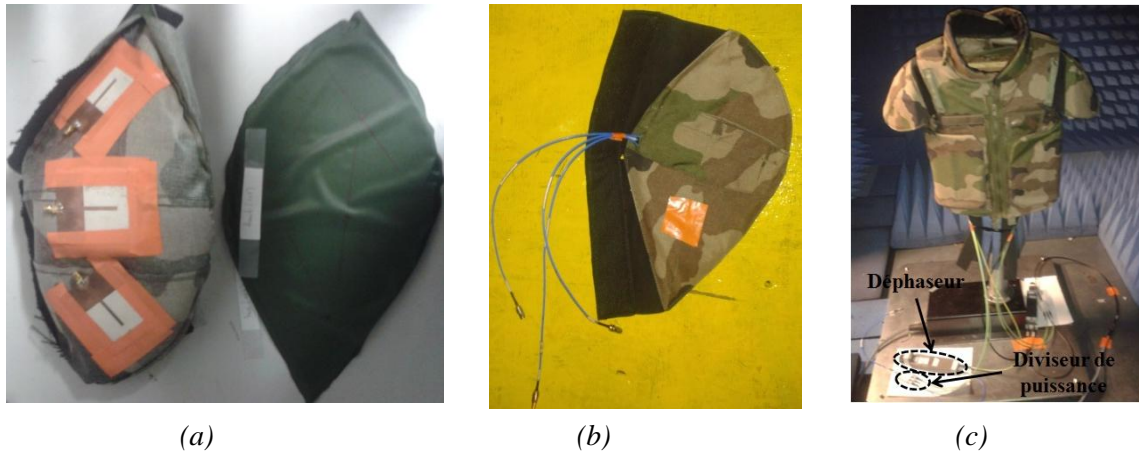


Fig. 6.3 : Photo du premier démonstrateur. (a) Trois monopoles placés sur la couverture de l'épaulière. (b) Trois monopoles insérés dans une épaulière et connectés à des câbles coaxiaux. (c) Gilet GIANTE.

Les monopoles intégrés dans le gilet ont été caractérisés au LCIS. Les coefficients de réflexion des trois monopoles sont pratiquement identiques. Le coefficient de réflexion mesuré d'un monopole est illustré sur la Fig. 6.4. Le monopole a une bonne adaptation. La bande de fréquence cible est couverte avec une bonne adaptation (inférieure à -20 dB).

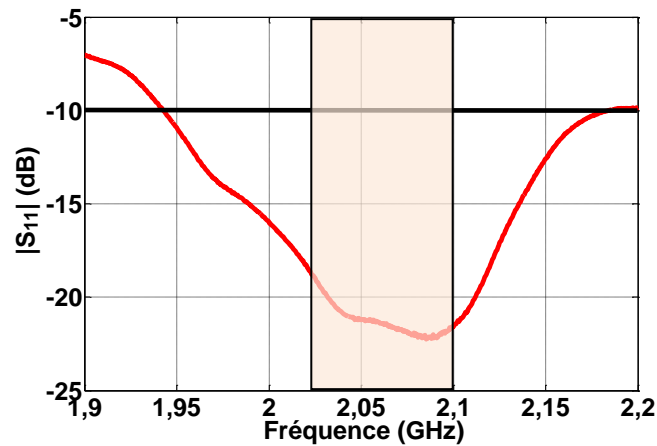


Fig. 6.4 : Coefficient de réflexion d'un monopole en présence des deux autres. Les trois monopoles sont insérés dans une épaulière.

Tab. 6.1 : Valeurs des différentes longueurs illustrées sur la Fig. 6.2 .

Paramètre	$(x1 ; y1)$	$(x2 ; y2)$	$(x3 ; y3)$	θ_1	θ_2
Valeur	(9 ; 3,8) cm	(14 ; 2,5) cm	(22,5 ; -1) cm	118°	145°

6.2.1.2 Premier essai

Un premier essai à courte distance en zone urbaine a été effectué à Massy en présence de la DGA (représenté par M. Pierre-François Louvigné) le 11/01/2013. Le démonstrateur est formé par :

- un poste RIF 1 connecté au gilet GIANTE et son utilisateur 1 équipé d'un bandeau audio (BDC) ;
- un poste RIF 2 connecté à une antenne fouet et son utilisateur 2 équipé d'un BDC.

Lors de la démonstration, le poste RIF 1 et l'utilisateur 1 sont placés dans une cage de Faraday afin de désactiver l'antenne interne du poste RIF comme le montre la Fig. 6.5. Ainsi, seuls les deux groupes d'antennes intégrés dans le gilet sont utilisés pour la communication. Les deux groupes d'antennes sont alimentés simultanément en utilisant un diviseur de puissance à 2 voies (cf. 4.2.4.1). La puissance fournie par le poste RIF est 1 W. Le déphasage entre les deux groupes d'antennes est fixe. Pendant la démonstration, seul l'utilisateur 2 est mobile. Il s'éloigne au fur et à mesure de l'utilisateur 1 jusqu'à ce que la communication soit rompue. Les résultats obtenus ont été encourageants : la communication fonctionnait en ligne directe jusqu'à une distance estimée à 200 ou 300 m.

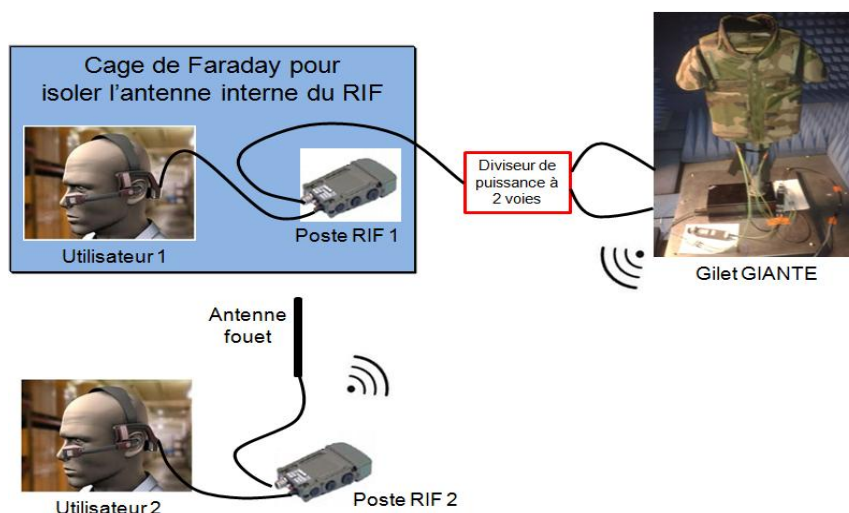


Fig. 6.5 : Configuration utilisée lors du test.

6.2.2 Deuxième essai - Communication sur terrain dégagé à Conflans

6.2.2.1 Présentation du démonstrateur

Lors de la première démonstration, les déphaseurs commerciaux ne sont pas intégrés dans le gilet à cause de leurs tailles et leurs poids. Afin d'améliorer l'intégration, ils ont été remplacés par des lignes de transmission de poids négligeable. La taille d'une ligne est environ 4 cm x 3 cm. Un essai a été effectué à Conflans le 12/04/2013 sur un terrain plat et dégagé de longueur 2000 m environ. Le démonstrateur utilisé est formé par :

- un poste RIF 1 connecté au gilet militaire 1 et son utilisateur 1 équipé d'un BDC ;
- un poste RIF 2 (identique au poste RIF 1) connecté à une antenne fouet et son utilisateur 2 équipé d'un BDC.

Les postes RIF ont été modifiés afin d'avoir 2 ports d'antennes externes (port antenne 1 et port antenne 2). L'antenne interne de chaque RIF a été supprimée.

Les deux groupes d'antennes du gilet sont connectés aux deux ports externes du RIF 1. Ils sont donc alimentés séquentiellement (cf. 4.2.4.2). La puissance délivrée à chaque port externe du RIF est 1 W. Le gilet est porté par l'utilisateur 1 comme le montre la Fig. 6.6. L'utilisateur 1 est mobile lors de l'essai.



Fig. 6.6 : Gilet militaire 1 porté par l'utilisateur 1.

Le port antenne 1 du poste RIF 2 est connecté à une antenne fouet placée à 1,5 m du sol sur un mât, tandis que le port antenne 2 est connecté à une charge adaptée 50 Ω comme le

Chapitre 6 : Tests fonctionnels

montre la Fig. 6.7. Aucun gilet n'est porté par l'utilisateur 2. L'utilisateur est fixe pendant l'essai.

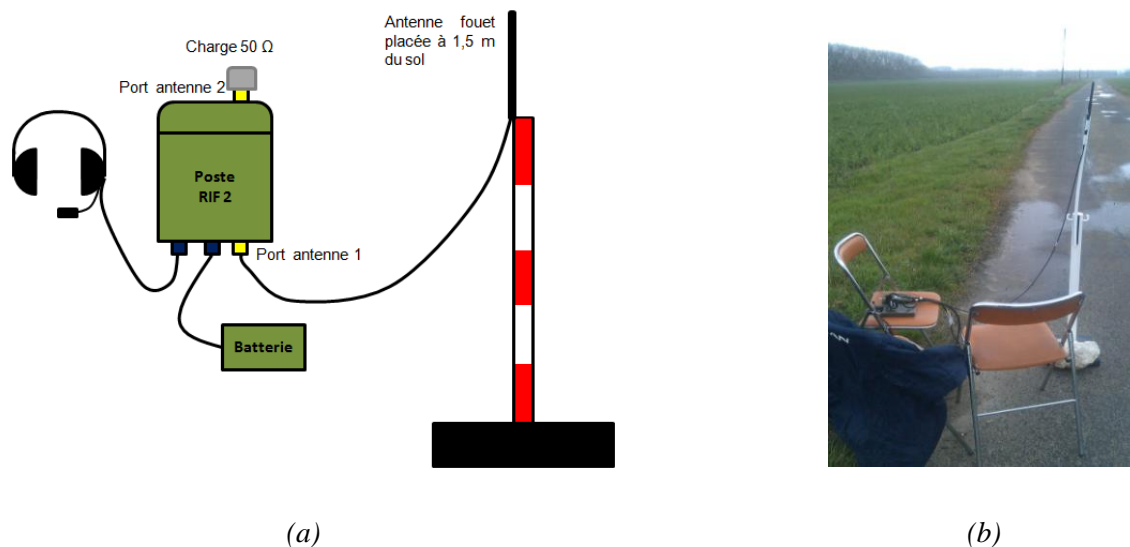


Fig. 6.7 : (a) Structure de la station fixe utilisée par l'utilisateur 2. (b) Photo de la station fixe.

6.2.2.2 Présentation du protocole

Pendant un test de communication, l'utilisateur 2 énonce un groupe de mots via le poste RIF 2. L'utilisateur 1 répète ce qu'il a entendu via le RIF 1. L'utilisateur 2 enregistre la conformité ou non des messages ainsi que la distance et l'orientation de l'utilisateur 1 par rapport à l'utilisateur 2. Si l'utilisateur 2 reçoit plus de la moitié du message initial, la position angulaire est considérée comme acquise et le résultat est noté « OK ». S'il reçoit moins de la moitié du message, la position angulaire est considérée comme non acquise et le résultat est noté « NOK ». Ensuite l'utilisateur 1 fait une rotation de 30° (dans le sens des aiguilles d'une montre) et un autre test de communication commence. Un cycle de test de communication est terminé lorsque l'utilisateur 2 a fait un tour complet, c'est-à-dire une rotation de 360° . L'utilisateur 1 s'éloigne alors de 100 m de la station fixe et un autre cycle de communication commence. Il est à noter que le pas angulaire utilisé par SAFRAN Sagem lors d'un essai du FELIN sur terrain est 90° . Un exemple de test de communication pendant un cycle de communication est illustré sur la Fig. 6.8. Dans cet exemple, l'utilisateur 1 est face à la station fixe. Son orientation est donc 0° . L'orientation devient 90° lorsqu'il présente son épaule gauche à la station fixe.

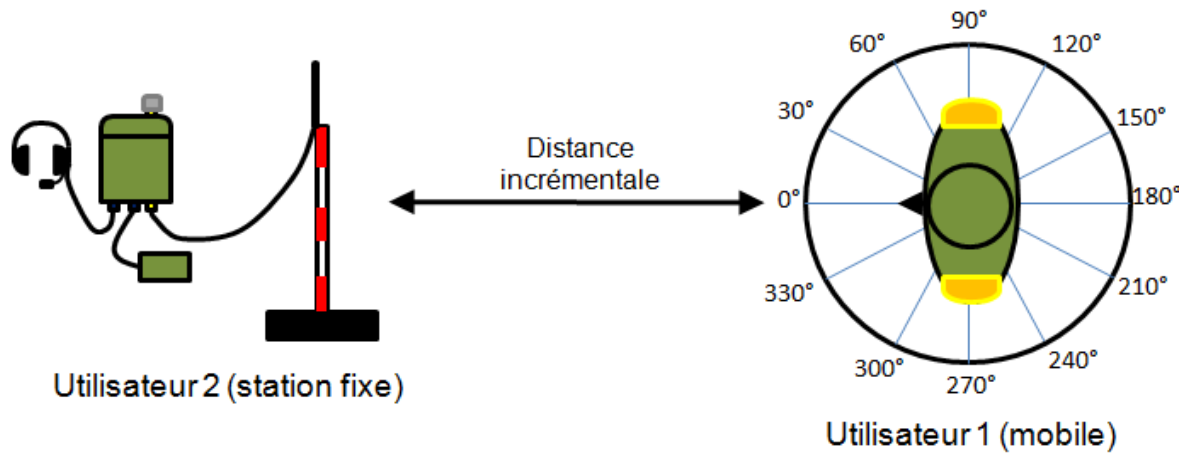


Fig. 6.8 : Illustration d'un test de communication pendant un cycle de communication. Dans cet exemple, l'orientation de l'utilisateur 1 est 0°.

6.2.2.3 Les résultats obtenus

L'essai a été effectué uniquement en position debout-debout. Les résultats obtenus sont résumés dans le Tab. 6.2. Les mauvais résultats obtenus à 600 m ne sont pas représentatifs. En effet, ce phénomène avait été constaté avec les essais effectués par SAFRAN Sagem avec le FELIN et les antennes fouet et se produit à chaque essai. Ceci a été confirmé par M. Brice Penta, spécialiste du RIF à SAFRAN Sagem. D'après lui, ce phénomène est probablement dû au terrain d'essai et non aux performances des dispositifs sous test. Par conséquent, les résultats obtenus à 600 m ne seront pas considérés. Globalement, la communication est « OK » pour toutes les orientations jusqu'à 1000 m. A 1400 m, la communication est « OK » sur cinq orientations parmi les douze orientations. Ceci représente 42% des orientations. A 1500 m, la communication est « NOK » pour toutes les orientations. D'après le cahier des charges, la communication en position debout-debout doit être « OK » :

- pour toutes les orientations jusqu'à 1000 m.
- au moins pour une orientation à 1100 m.

Le cahier des charges en position debout-debout est donc respecté.

En outre, la communication est « OK » pour toutes les orientations en position debout jusqu'à 1400 m pour le système FELIN. Cette information a été fournie par M. Brice Penta. En utilisant l'équation de FRIIS donnée par (7.1), nous pouvons déterminer la valeur qu'il faudrait ajouter au gain d'un groupe antenne afin de pouvoir augmenter de 400 m la portée.

$$P_r = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \quad (7.1)$$

Chapitre 6 : Tests fonctionnels

où P_r est la puissance reçue par l'antenne de réception, P_t est la puissance émise délivrée à l'antenne d'émission (1 W), G_r est le gain de l'antenne de réception, G_t est le gain de l'antenne d'émission, R est la distance entre l'antenne de réception et l'antenne d'émission et λ est la longueur d'onde dans le vide.

En isolant R dans l'équation (7.1), nous obtenons :

$$R = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t}{P_r} G_t G_r} \quad (7.2)$$

Nous allons définir la portée comme par la distance R à laquelle la puissance P_r reçue par le poste RIF est égale à sa sensibilité. Par conséquent, la portée R_1 obtenue avec le gilet GIANTE est 1000 m. D'après l'équation (7.2), la portée augmente et devient R_2 lorsque le gain G_r d'un groupe d'antennes augmente. Le rapport entre R_1 et R_2 est donné par l'équation (7.3) où P_t et P_r sont fixes.

$$\frac{R_2}{R_1} = \sqrt{\frac{G_{r2}}{G_{r1}}} \quad (7.3)$$

où G_{r1} est le gain d'un groupe d'antennes qui correspond à la portée R_1 et G_{r2} est le gain d'un groupe d'antennes qui correspond à la portée R_2 . D'après la Fig. 6.9, il faut augmenter de 2.92 dB, soit d'un facteur de 1.96 en linéaire, le gain d'un groupe d'antennes pour pouvoir atteindre une portée de 1400 m. Cette amélioration de gain peut être obtenue en réduisant les pertes liées au :

- couple conductivité/épaisseur du matériau conducteur ;
- circuit d'alimentation ;
- matériau du pack de l'épaulière.

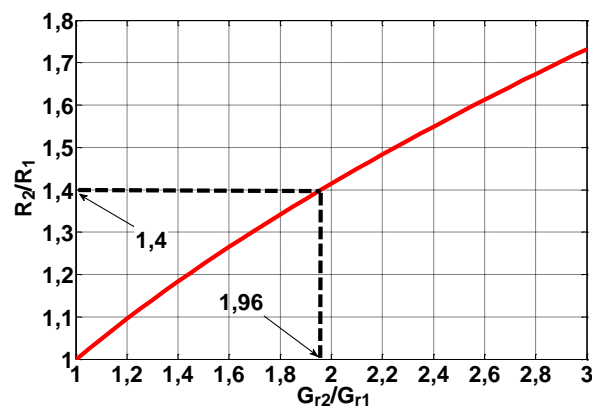


Fig. 6.9 : Evolution de la portée en fonction du gain d'un groupe antenne.

Tab. 6.2 : Résultats obtenus en position debout-debout

Distance (m)	Orientation de l'utilisateur 1 (°)											
	0	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300	330
500	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
600	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK
700	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
800	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
900	NOK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	NOK	OK
1000	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1100	NOK	OK	OK	NOK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	NOK
1200	NOK	OK	OK	NOK	NOK	OK	OK	OK	OK	NOK	NOK	NOK
1300	NOK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	NOK
1400	NOK	OK	NOK	NOK	OK	NOK	OK	OK	NOK	OK	NOK	NOK
1500	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK

Les résultats de ces tests sur terrain préliminaires ont été très encourageants. Grâce à eux, nous avons développé le prototype GIANTE 1. Nous allons voir dans la section suivante les résultats des tests obtenu avec ce prototype.

6.3 Essais sur terrain dégagé avec l'antenne GIANTE 1

6.3.1 Circuit d'alimentation

Afin de réduire les pertes d'un groupe d'antennes, le circuit d'alimentation a été entièrement intégré sur le support de l'antenne (cf. 4.3). En effet, le circuit d'alimentation utilisé dans les tests précédents, qui est illustré sur la Fig. 6.6 présente 2,48 dB de pertes comme le montre la Fig. 6.10. En revanche, si le circuit d'alimentation est intégré sur le même support de l'antenne, les pertes peuvent baisser jusqu'à 0,78 dB (cf. 4.3.2.3). Ceci permet d'augmenter le gain de 1,7 dB.

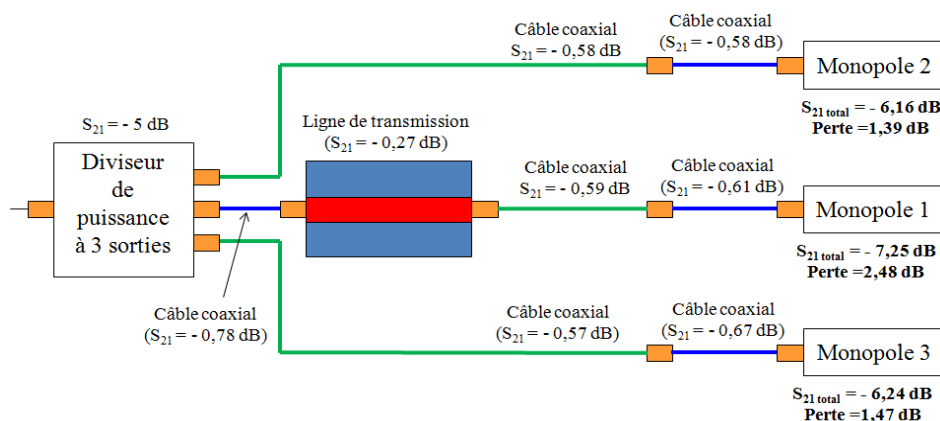


Fig. 6.10 : Circuit d'alimentation non intégré utilisé par le gilet GIANTE illustré sur la Fig. 6.6.

En outre, la technologie de réalisation photolithographie permet également d'augmenter le gain. En effet, le gain du monopole imprimé par jet d'encre est actuellement de 0,3 dBi (cf. 2.3.2.2). Il devient 2 dBi lorsque le monopole est réalisé par photolithographie (cf. 2.2.1). Ceci permet d'augmenter le gain d'un autre 1,7 dB.

L'antenne GIANTE 1 (cf. 4.3) a été alors réalisée par photolithographie sur du Kapton, avec une épaisseur de cuivre de 18 μm . Par ailleurs, une mousse d'épaisseur 1 cm est insérée entre le pack et l'antenne afin de minimiser les pertes liées au matériau du pack.

6.3.2 Résultats obtenus

Des essais ont été ensuite effectués à Conflans les 02-03/09/2013. Deux gilets GIANTE ont été utilisés lors des tests. Chaque porteur du gilet est équipé d'un poste RIF modifié (2 ports antenne) et d'un BDC comme le montre la Fig. 6.11. Pour chaque gilet, les deux groupes d'antennes sont alimentés séquentiellement. La puissance délivrée à chaque port du RIF modifié est 1W.



Fig. 6.11 : Gilet GIANTE intégrant l'antenne GIANTE 1 porté par l'utilisateur 1.

6.3.2.1 Présentation du protocole

Le protocole utilisé est identique à celui défini dans la section 6.2.2.2 à la différence qu'à la fin d'un cycle de communication de l'utilisateur 1, l'utilisateur 2 (celui qui est fixe) fait une rotation de 90° dans le sens des aiguilles d'une montre et un autre cycle commence à la même distance. L'utilisateur 1 s'éloigne de 100 m uniquement lorsque l'utilisateur 2 a fait un tour complet, c'est-à-dire après quatre cycles. Un exemple de test de communication pendant un cycle de communication est illustré sur la Fig. 6.12.

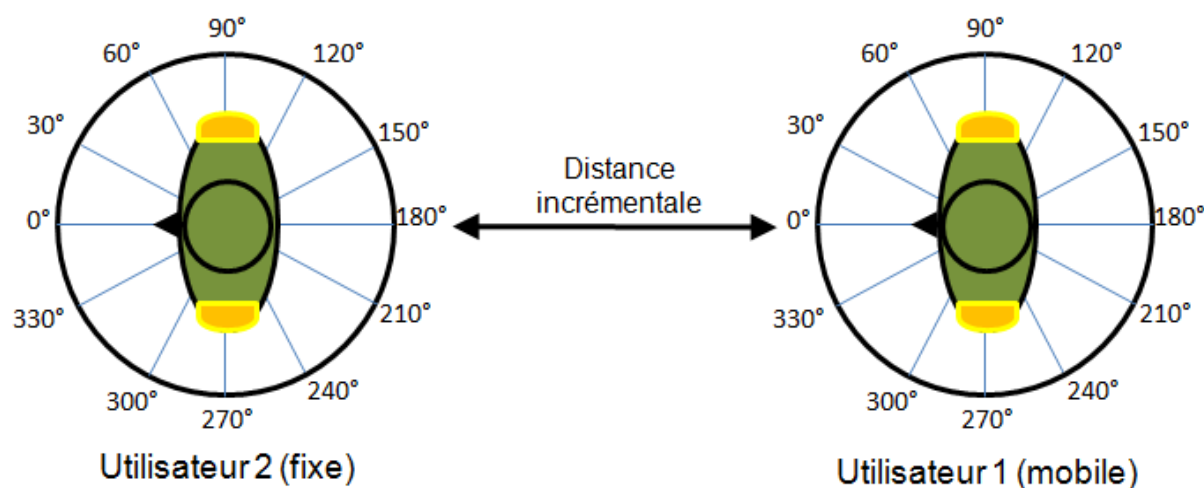


Fig. 6.12 : Illustration d'un test de communication pendant un cycle de communication. Dans cet exemple, l'orientation de l'utilisateur 1 est 0° et celle de l'utilisateur 2 est également 0°.

6.3.2.2 Position debout-debout

Les résultats obtenus en position debout-debout sont résumés dans les Tab. 6.3 à Tab. 6.6. La portée en position debout-debout est 1400 m. La distance à laquelle la communication est « OK » au moins pour une orientation est 1500 m.

Tab. 6.3 : Résultats obtenus en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 0° (le dos de l'utilisateur 2 est tourné vers l'utilisateur 1)

Distances (m)	Orientation de l'utilisateur 1											
	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°	210°	240°	270°	300°	330°
500	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1000	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1100	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1200	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1300	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1400	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1500	OK	OK	NOK	OK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK

Chapitre 6 : Tests fonctionnels

Tab. 6.4 : Résultats obtenus en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 1 est 90° (l'épaule droite de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1)

	Orientation de l'utilisateur 1											
Distances (m)	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°	210°	240°	270°	300°	330°
500	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1000	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1100	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1200	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1300	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1400	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1500	OK	NOK	NOK	NOK	OK	NOK	NOK	OK	OK	NOK	OK	NOK

Tab. 6.5 : Résultats obtenus en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 180° (la face de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1)

	Orientation de l'utilisateur 1											
Distances (m)	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°	210°	240°	270°	300°	330°
500	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1000	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1100	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1200	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1300	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1400	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1500	NOK	NOK	OK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK

Chapitre 6 : Tests fonctionnels

Tab. 6.6 : Résultats obtenus en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 270° (l'épaule gauche de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1)

Distances (m)	Orientation de l'utilisateur 1											
	0°	30°	60°	90°	120°	150°	180°	210°	240°	270°	300°	330°
500	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1000	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1100	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1200	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1300	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1400	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
1500	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK

Ces résultats sont identiques à ceux obtenus avec le FELIN actuel connecté à l'antenne fouet. Ils sont 40% au-dessus du cahier des charges du projet GIANTE. Il est à noter que la limite de portée à 1400 m est fixée par le protocole de transmission des signaux des postes RIF. Elle n'est pas liée à la puissance du signal. Elle est liée à un phénomène de dispersion temporelle. Cela a été confirmé par M. Brice Penta.

6.3.2.3 En position couché-couché

Les résultats des tests montrent que la portée en position couché-couché est 200 m. De plus, la distance à laquelle la communication est « OK » pour au moins une orientation est 400 m. D'après le cahier des charges, la communication en position couché-couché doit être « OK » :

- pour toute les orientations jusqu'à 200 m.
- pour au moins une orientation à 300 m.

La Fig. 6.13 montre le résumé des performances de la communication en utilisant l'antenne GIANTE 1. Nous pouvons remarquer que le cahier des charges est respecté en position debout-debout et en position couché-couché. De plus, l'ergonomie du système est grandement améliorée puisque l'antenne fait partie intégrante du gilet.

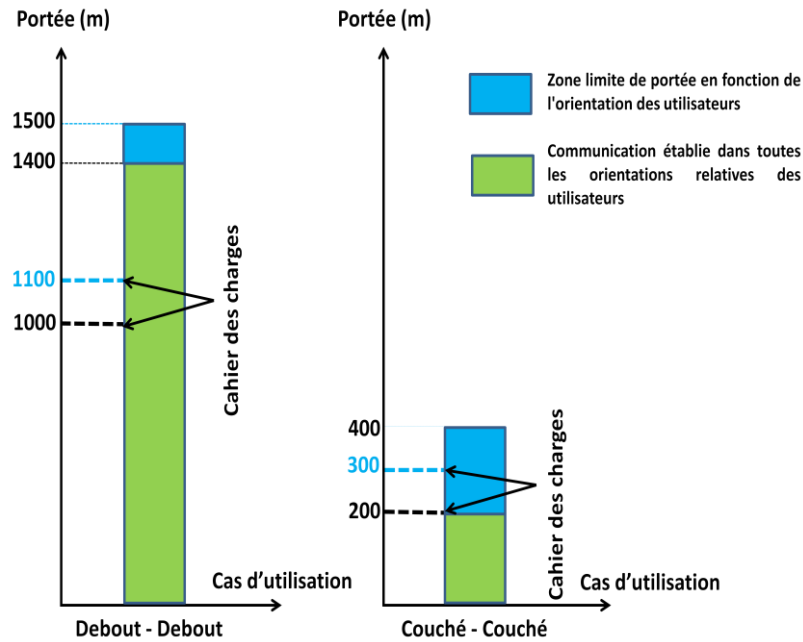


Fig. 6.13 : Synthèse sur les performances de la communication en utilisant l'antenne GIANTE 1.

Les résultats de ces tests sur terrain dégagé ont permis de valider le concept utilisé en termes opérationnel même si l'antenne GIANTE 1 est une structure double face. Nous allons voir dans la section suivante les performances de la communication en utilisant l'antenne GIANTE 2 qui est une structure uni-planaire.

6.4 Essais sur terrain accidenté avec l'antenne GIANTE 2

Des essais sur terrain accidenté avec l'antenne GIANTE 2 ont été effectués à Massy et à Dourdan les 16 – 17/04/2014. La Fig. 6.14 montre une photo du groupe d'antennes droit inséré dans l'épaulette droite du gilet militaire 2 et connecté au poste RIF avec un câble coaxial.

Les types de terrains utilisés sont : la zone urbaine (Fig. 6.15), le terrain dégagé (Fig. 6.16) et la forêt (Fig. 6.17). Deux gilets GIANTE ont été utilisés lors des tests. Chaque porteur du gilet est équipé d'un poste RIF modifié (2 ports antenne) et d'un BDC comme le montre la Fig. 6.17. Pour chaque gilet, les deux groupes d'antennes sont alimentés séquentiellement. La puissance délivrée à chaque port du RIF modifié est 1W. Le protocole utilisé est identique à celui défini dans la section (6.3.2.1) à l'exception du pas angulaire qui est égal à 90°.



Fig. 6.14 : Groupe d'antennes droit intégré dans le gilet militaire 2.

6.4.1 Essais de communication en zone urbaine

Les tests en zones urbaines ont été effectués à Massy. L'utilisateur 2 est fixe et sa position est représentée par le point jaune illustré sur la Fig. 6.15. L'utilisateur 1 est mobile. Ses positions sont représentées par les points rouges. Les tests ont été effectués uniquement en position debout-debout et avec les orientations de l'utilisateur 1 suivantes : 90° et 270°.



Fig. 6.15 : Représentation de la zone urbaine. Le point jaune représente la position de l'utilisateur 2. Les points rouges représentent les positions de l'utilisateur 1.

Les résultats obtenus sont résumés dans le Tab. 6.7. La communication est « OK » jusqu'à la position n°4. A la position n°5, la qualité de la communication est aléatoire. Elle peut être claire ou hachée ou perdue. Nous avons également fait des tests avec deux gilets équipés du système FELIN actuel connecté à l'antenne fouet avec les mêmes conditions. Les résultats obtenus sont identiques à ceux du gilet GIANTE.

Tab. 6.7 : Résultats obtenus en zone urbaine en position debout-debout

Position	Orientation							
	Utilisateur 2 = 0°		Utilisateur 2 = 90°		Utilisateur 2 = 180°		Utilisateur 2 = 270°	
	Utilisateur 1 = 90°	Utilisateur 1 = 270°	Utilisateur 1 = 90°	Utilisateur 1 = 270°	Utilisateur 1 = 90°	Utilisateur 1 = 270°	Utilisateur 1 = 90°	Utilisateur 1 = 270°
1	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
2	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
3	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
4	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK	OK
5	Claire, hachée, perdue	Claire, hachée, perdue	Claire, hachée, perdue	Claire, hachée, perdue	Claire, hachée, perdue	Claire, hachée, perdue	Claire, hachée, perdue	Claire, hachée, perdue

6.4.2 Essais de communication en terrain dégagé

6.4.2.1 Position debout-debout

Les tests en terrain dégagé ont été effectués à Dourdan. Pour les deux gilets GIANTE, le groupe d'antennes droit est connecté au port modifié du RIF (port antenne 2). Les résultats obtenus en position debout-debout sont résumés dans le Tab. 6.8. Nous avons constaté un problème avec le port antenne 2 des deux postes RIF. Par conséquent, seuls les résultats obtenus lorsque l'utilisateur 2 fait face à l'utilisateur 1 (orientation de l'utilisateur 2 = 180°) sont représentatifs et considérés. Pour la même raison, les résultats obtenus lorsque l'épaule droite de l'utilisateur 1 est tournée vers l'utilisateur 2 (orientation de l'utilisateur 2 = 270°) ne sont pas considérés. La portée ainsi obtenue est 1400 m. Le cahier des charges est respecté.



Fig. 6.16 : Représentation du terrain dégagé

Chapitre 6 : Tests fonctionnels

Tab. 6.8 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 180° (la face de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1)

Distances (m)	Orientation de l'utilisateur ₁			
	0°	90°	180°	270°
900	OK	OK	OK	
1000	OK	OK	OK	
1100	OK	OK	OK	
1200	OK	OK	OK	
1300	OK	OK	OK	
1400	OK	OK	OK	

Nous avons ensuite effectué des tests sur le port antenne 2 du RIF afin de confirmer notre doute sur son bon fonctionnement. Pour cela, nous avons utilisé deux stations identiques à celle illustrée sur la Fig. 6.7 (a), c'est-à-dire avec une antenne fouet. Un essai est alors effectué en utilisant les huit combinaisons possibles des connexions des antennes fouets aux postes RIF. D'après le Tab. 6.9, la communication est « NOK » à partir de 700 m dès qu'une antenne fouet est connectée au port antenne 2. Ceci confirme que le port antenne 2 du RIF est défectueux.

Tab. 6.9 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en utilisant deux stations identiques à celle illustrée sur la Fig. 6.7 (a)

Utilisateur	1	2	1	2	1	2	1	2
Port	Port antenne 1	Port antenne 1	Port antenne 1	Port antenne 2	Port antenne 2	Port antenne 1	Port antenne 2	Port antenne 2
Distance = 700 m	OK	OK	OK	OK	OK	OK	NOK	NOK
Distance = 800 m	OK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK
Distance = 900 m	OK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK
Distance = 1000 m	OK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK
Distance = 1100 m	OK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK
Distance = 1200 m	OK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK
Distance = 1300 m	OK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK
Distance = 1400 m	OK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK	NOK

6.4.2.2 Position couché-couché

Un essai en position couché-couché a été également effectué. Les résultats obtenus sont résumés dans le Tab. 6.10. Etant donné le problème constaté avec les ports 2 des postes RIF, les autres orientations des utilisateurs n'ont pas été considérées. La portée ainsi obtenue en position couché-couché est 600 m. Le cahier des charges est respecté et même dépassé. Ce résultat semble meilleur que les performances actuelles du FELIN connecté à l'antenne fouet.

Tab. 6.10 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position couché-couché. L'orientation de l'utilisateur 2 est 180° (la face de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1)

Distances (m)	Orientation de l'utilisateur 1	
	0°	180°
600	OK	OK
700	NOK	NOK

6.4.3 Essais de communication en forêt

L'essai en forêt a été effectué à Dourdan. Pour les deux gilets GIANTE, le groupe-antenne gauche est connecté au port antenne 2 du poste RIF. Les résultats obtenus en position debout-debout sont résumés dans les Tab. 6.11 à Tab. 6.14. La portée en position debout-debout est 300 m. La distance à laquelle la communication est « OK » pour au moins une orientation est 350 m. Nous avons également fait des tests avec deux gilets équipés du système FELIN actuel connecté à l'antenne fouet dans les mêmes conditions. Les performances obtenues sont identiques à celles du gilet GIANTE.



Fig. 6.17 : Représentation du terrain accidenté de type forêt

Chapitre 6 : Tests fonctionnels

Tab. 6.11 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 0° (le dos de l'utilisateur 2 est tourné vers l'utilisateur 1)

Distances (m)	Orientation de l'utilisateur 1			
	0°	90°	180°	270°
100	OK	OK	OK	OK
200	OK	OK	OK	OK
300	OK	OK	OK	OK
350	OK	NOK	NOK	OK

Tab. 6.12 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 90° (l'épaule droite de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1)

Distances (m)	Orientation de l'utilisateur 1			
	0°	90°	180°	270°
100	OK	OK	OK	OK
200	OK	OK	OK	OK
300	OK	OK	OK	OK
350	NOK	NOK	NOK	NOK

Tab. 6.13 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 180° (la face de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1)

Distances (m)	Orientation de l'utilisateur 1			
	0°	90°	180°	270°
100	OK	OK	OK	OK
200	OK	OK	OK	OK
300	OK	OK	OK	OK
350	OK	OK	NOK	OK

Tab. 6.14 : Résultats obtenus sur terrain dégagé en position debout-debout. L'orientation de l'utilisateur 2 est 270° (l'épaule gauche de l'utilisateur 2 est tournée vers l'utilisateur 1)

Distances (m)	Orientation de l'utilisateur 1			
	0°	90°	180°	270°
100	OK	OK	OK	OK
200	OK	OK	OK	OK
300	OK	OK	OK	OK
350	NOK	NOK	OK	NOK

6.5 Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre les essais sur terrain que nous avons menés pour valider d'un point de vue fonctionnel l'antenne GIANTE. Deux antennes GIANTE ont été proposées à la fin du projet. De même, deux prototypes de gilet GIANTE ont été testés sur terrain. Les résultats obtenus montrent que les deux antennes GIANTE ont de bonnes performances en termes de portée. En effet, le cahier des charges est respecté, voir dépassé de 40%. Le prototype formé par le gilet militaire 2 intégrant l'antenne GIANTE 1 a été présenté sur le stand innovation de la DGA au salon EUROSATORY 2014.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion générale

Un état de l'art sur les antennes pour les systèmes de communication sans fil portées par le corps humain a été présenté dans le chapitre 1 afin d'identifier les techniques proposées dans la littérature sur la protection du corps vis-à-vis des ondes électromagnétiques rayonnées par l'antenne. Les résultats ont montré que la technique la plus répondue est l'utilisation d'un plan réflecteur de type HIS placé entre l'antenne et le corps.

Nous avons alors utilisé cette technique avec une antenne monopole planaire placée directement sur un HIS de type « mushroom ». La conception et les caractérisations de l'antenne ont été présentées dans le chapitre 3. L'antenne a été réalisée par la technique conventionnelle photolithographie. Les résultats préliminaires montrent que l'antenne présente de bonnes performances notamment au niveau de la protection du corps où la valeur de restriction du DAS est largement respectée. Cependant, étant donné que la structure est multicouche, sa réalisation est plus complexe et n'est pas optimale pour une intégration totale dans le gilet avec les techniques d'impression de type jet d'encre.

Nous avons alors proposé dans le chapitre 4 une solution innovante qui permet de protéger le corps avec une structure d'antennes uni-planaire. Cette solution est basée sur le principe d'interférométrie entre trois dipôles qui sont positionnés et alimentés de manière à créer une zone où l'interférence est destructive à l'endroit où se situe le corps. Les résultats obtenus montrent que la valeur de restriction du DAS est respectée. Une antenne planaire GIANTE 1 ayant une structure double face a été alors réalisée par photolithographie sur le substrat souple Kapton. Les résultats obtenus respectent le cahier des charges. Ceci a fait l'objet d'un premier dépôt de brevet.

Par ailleurs, des caractérisations de circuits RF réalisés sur des substrats souples (films plastiques PET, papiers et tissus) par impression jet d'encre et par sérigraphie ont été présentées dans le chapitre 2. Ceci a permis de dégager les contraintes liées à la réalisation technologique de l'antenne GIANTE. Les résultats ont montrés qu'avec la technologie actuelle le gap entre deux pistes conductrices doit être supérieur à 300 μm afin d'éviter des éventuels courts-circuits. Concernant la sérigraphie, une seule commande a été effectuée. Avec plusieurs essais, on pourrait s'attendre à des performances supérieures.

Conclusion générale et perspectives

En outre, compte tenu du fait que le substrat est un matériau souple, l'idée d'encapsuler un connecteur de type SMA dans un boîtier plastique qui assure une bonne tenue mécanique et qui est compatible avec un support souple a été proposé, réalisé et caractérisé. Un second brevet concernant ce concept de surmoulage a été déposé.

Un prototype de gilet militaire intégrant l'antenne uni-planaire GIANTE 2 a été ensuite développé en vue d'améliorer la réalisation et l'intégration de l'antenne. La conception et les caractérisations de l'antenne ont été présentées dans le chapitre 5. Etant donné que la plus faible valeur du gap entre deux pistes conductrices est égale à 200 μm , l'antenne n'a pas pu être réalisée par impression jet d'encre en l'état actuel de la technologie mais par photolithographie sur du Kapton. La technologie développée au cours de cette thèse pour ce dernier prototype fait l'objet d'une demande d'un troisième brevet.

Enfin, des essais de communication sur terrain ont été ensuite réalisés. Ces tests fonctionnels sont basés sur des essais de communication radio sur différents type de terrains (milieu urbain, milieu dégagé et forêt). Les résultats obtenus ont été présenté dans le chapitre 6. Ils montrent que l'antenne GIANTE 2 connectée au système radio utilisé actuellement par les fantassins a de bonnes performances.

Perspectives

Ce travail de thèse a montré la faisabilité de l'intégration d'une antenne uni-planaire dans un gilet militaire tout en gardant une bonne protection du corps vis-à-vis des ondes électromagnétiques rayonnées par l'antenne. L'intérêt d'avoir une structure uni-planaire ouvre la possibilité de réalisation de l'antenne par impression sur tissu avec des technologies à faible coût telles que l'impression jet d'encre et la sérigraphie. Ainsi, avec la maturité dans le domaine RF des deux types d'impression, l'antenne incluant tout son circuit serait imprimée directement sur un vêtement.

Par ailleurs, la miniaturisation du circuit d'alimentation de l'antenne GIANTE permettrait de réduire le coût de fabrication du circuit. Deux voies seraient exploitables pour la miniaturisation du circuit d'alimentation. Avec le diviseur de puissance en structure CPW, le circuit d'alimentation comporte trois baluns qui sont placés juste après le diviseur de puissance alors qu'avec le diviseur de puissance en structure CPS, un seul balun placé avant le diviseur de puissance est utilisé. L'utilisation d'un diviseur de puissance en structure CPS à la place d'un diviseur en structure CPW permet donc de réduire la taille du circuit

Conclusion générale et perspectives

d'alimentation. De plus, le diviseur de puissance en structure CPW comporte sept ponts. Le nombre de ponts utilisés peut être réduit avec le diviseur de puissance en structure CPS vu dans la section 5.3.2 où un seul pont est nécessaire. Le circuit d'alimentation avec un diviseur de puissance en structure CPS n'a pas été étudié dans la thèse. Il serait alors intéressant d'explorer cette piste. L'utilisation et l'intégration de composants discrets notamment des condensateurs serait une voie exploitable pour réduire la longueur des lignes du déphaseur.

En outre, la technique d'alimentation séquentielle de deux groupes d'antennes a été utilisée durant la thèse car c'est la technique utilisée par le poste RIF actuellement. Cependant, elle nécessite deux ports de sortie d'antennes accessibles depuis l'extérieur du boîtier du poste RIF alors que dans sa version originale, le poste RIF n'en a qu'un seul. Une modification du poste RIF est alors nécessaire. En revanche, la technique d'alimentation simultanée de deux groupes d'antennes ne nécessite qu'un seul port de sortie d'antenne. Par conséquent, aucune modification du poste RIF n'est nécessaire. Néanmoins, elle n'a pas été suffisamment explorée durant la thèse due à la nécessité de disposer d'un déphaseur rapide afin de déplacer en temps réel la position des lobes et des creux du diagramme de rayonnement. Une étude sur ce type de composant électronique serait alors intéressante ainsi que la validation expérimentale du concept avec le poste RIF.

Enfin, le concept de l'antenne GIANTE a été utilisé pour protéger le fantassin vis-à-vis des ondes électromagnétiques rayonnées par l'antenne. Cependant, le concept est adapté à d'autres applications telles que l'isolation du circuit électronique par rapport à l'antenne, les systèmes radiocommunications des pompiers, la géo localisation de personnes, la téléphonie mobile, la récupération d'énergie, etc.

Annexe

Table des acronymes

AMC	Artificial Magnetic Conductor
BDC	Bandeau audio
BWCS	Body-centric Wireless Communications Systems
CIMEN	Centre Interuniversitaire de MicroElectronique et Nanotechnologies
CPS	Coplanar Stripline
CPU	Central Processing Unit
CPW	Coplanar Waveguide
CTP	Centre Technique du Papier
DAS	Débit d’Absorption Spécifique
DC	Courant continu
DGA	Direction Générale de l’Armement
DOD	Drop On Demande
EBG	Electromagnetic Band Gap
E	Electrique
FELIN	Système composé d’équipements pour le fantassin
GA	Genetic Algorithm
GCPW	Grounded Coplanar Waveguide
GIANTE	Gilet Intégrant une ANTenne
H	Magnétique
HIS	High Impedance Surface
ISM	Industrial Scientific and Medical
LCIS	Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes
MICS	Medical Implant Communication Service
MST	Ligne micro ruban

Annexes

PBG	Photonic Band Gap
PEC	Perfect Electric Conductor
PET	Polyéthylène Terephthalate
PI	Polyamide
PIFA	Planar Inverted-F Antenna
PMC	Perfect Magnetic Conductor
PME	Petites et Moyennes Entreprises
PU	Polyuréthane
PZT	Piézoélectriques
RAM	Random Access Memory
RAPID	Régime d'Appui PME pour l'Innovation Duale
RF	Radiofréquence
RIF	Radio d'Information Félin
RIS	Reactive Impedance Surface
Rx	Antenne de réception
SAR	Specific Absorption Rate
SHI	Surface Haute Impédance
SMA	Sub Miniature version A
TE	Transverse Electrique
TM	Transverse Magnétique
Tx	Antenne de transmission
UC-EBG	Uniplanar Compact Electromagnetic Band Gap
UWB	Ultra Wide Band
WBAN	Wireless Body Area Network
WSN	Wireless Sensor Network

Liste des publications

Revue Internationale avec comité de lecture

S. Tedjini, P. Lemaitre-Auger, T. Andriamiharivolamena, F. Tirard et C. Mercier, « Developing wearable antennas for military applications », *Electronic Military & Defense Annual Resource*, 4th edition.

T. Andriamiharivolamena, P. Lemaitre-Auger, S. Tedjini et F. Tirard, « Compact planar monopole antenna for wearable wireless applications », *Comptes Rendus de l'Académie des sciences*.

T. Andriamiharivolamena, P. Lemaitre-Auger, S. Tedjini, F. Tirard et C. Mercier, « Uniplanar antenna for wearable wireless application », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* (soumission en cours).

Conférences internationales avec comité de sélection et actes

T. Andriamiharivolamena, A. Vena, E. Perret, P. Lemaitre-Auger et S. Tedjini, « Chipless identification applied to human body », In *RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA)*, 2014 IEEE (pp. 241-245).

T. Andriamiharivolamena, P. Lemaitre-Auger, S. Tedjini et F. Tirard, « Coplanar waveguide monopole antenna on artificial magnetic conductor for body-worn wireless communication systems », *Antennas Propag. Soc. Int. Symp. APS/URSI 2014 IEEE*, p. 438-439, Juill. 2014.

T. Andriamiharivolamena, P. Lemaitre-Auger, D. Kaddour, S. Tedjini, F. Tirard et J. Mourao, « Bending and crumpling effects on a wearable planar monopole antenna », *Antenna Technol. Appl. Electromagn. ANTEM 2012 15th Int. Symp. On*, p. 1-4, Juin 2012.

Conférences nationales avec comité de sélection et actes

T. Andriamiharivolamena, P. Lemaitre-Auger et S. Tedjini, « Antenne monopole planaire pour les systèmes de communication sans fil portée sur le corps humain », *URSI France - Journée scientifique France 25/26 Mars 2014*.

T. Andriamiharivolamena, A. Vena, E. Perret, P. Lemaitre-Auger et S. Tedjini, « Identification par tag chipless appliquée au corps humain », *URSI France - Journée scientifique France 25/26 Mars 2014*.

Brevets

Dépôt n° : 14-54336

Dépôt n° : 13-62218

Contribution au développement d'antennes intégrables aux vêtements.

Application aux gilets militaires

Mots-clés :

Antenne portée, Débit d'Absorption Spécifique (DAS), Surface Haute Impédance (SHI), interférométrie, antenne uni-planaire, diviseur de puissance à 3 voies uni-planaire, balun uni-planaire, impression jet d'encre

Résumé :

Actuellement, les fantassins de l'armée française sont équipés d'un système de radiocommunication quand ils sont en intervention sur le terrain. L'antenne utilisée pour émettre et recevoir les signaux radiofréquences (RF) est du type monopole appelée antenne fouet placée parallèlement au corps du fantassin au niveau de la clavicule gauche. Cependant, l'antenne fouet perturbe le champ de vision des fantassins surtout lorsqu'ils tournent leur tête vers la gauche. De plus, la position de l'antenne fouet gêne les fantassins gauchers lorsqu'ils sont en position de tir. Enfin, l'antenne fouet rajoute un poids supplémentaire. Il est évident alors que l'intégration de l'antenne dans les gilets militaires permet de mieux répondre aux besoins des fantassins notamment en termes d'ergonomie. Cependant une telle intégration doit aussi répondre aux besoins d'efficacité de rayonnement, de couverture spatiale et de protection du corps vis-à-vis du rayonnement de l'antenne. De plus les contraintes liées à la technologie de réalisation doivent être prises en compte.

La thèse est focalisée sur la conception et la caractérisation d'antennes intégrées aux gilets militaires. Le travail de recherche s'est fait dans le cadre du projet collaboratif GIANTE, soutenu par le dispositif DGA-RAPID, associant les partenaires complémentaires : SAFRAN Sagem, le laboratoire LCIS et ARDEJE. Le travail inclut tous les développements relevant de la conception électromagnétique avec la prise en compte du corps humain et le suivi de la réalisation par impression numérique assurée par ARDEJE qui possède la technologique jet d'encre. Il concerne également la caractérisation RF (adaptation, bande passante, diagramme de rayonnement) des antennes avec un banc expérimental adapté et l'évaluation des performances globales des antennes en environnements fonctionnels (milieu dégagé, milieu urbain, forêt).

Contribution to the development of Integrated Antennas to Clothes.

Application to Military Jackets

Keywords:

Wearable antenna, Specific Absorption Rate (SAR), High Impedance Surface (HIS), interferometry, uniplanar antenna, uniplanar three-way power divider, uniplanar balun, inkjet printing

Abstract:

Nowadays, the infantrymen of French army are equipped with a radio communication system when they are in field action. The antenna used to transmit and receive Radiofrequency (RF) signals is a monopole antenna called as whip antenna. It is placed parallel to the infantryman's body at the left clavicle. However, the whip antenna disrupts the field of view of infantrymen particularly when they turn their head to the left. Moreover, the position of the whip antenna bothers the left-handed infantrymen when they are in fire position. Finally, the whip antenna adds an additional weight to the infantrymen. Thus, it is obvious that the integration of the antenna into the military jackets allows to better meet the needs of infantrymen particularly in terms of ergonomics. However such an integration must also meet the needs in terms of radiation efficiency, spatial coverage and protection of the body against the antenna radiation. Moreover, the constraints of realization technology must be taken into account.

The thesis is focused on the design and characterization of integrated antennas into military jackets. The research work is performed within the collaborative project GIANTE, supported by the DGA-RAPID framework, associating complementary partners: SAFRAN Sagem, laboratory LCIS, and ARDEJE. The work includes all the electromagnetic studies required by the environmental constraints by taking account the human body. It also includes the follow-up of the realizations made by ARDEJE that masters inkjet printing technologies. The RF characterization (impedance matching, bandwidth, radiation pattern) of antennas with a suitable bench test and the evaluation of global performances of antennas in functional environments (environment free from obstructions, urban areas, forest) are also part of the thesis work.

Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes (LCIS) – Grenoble-INP

50, rue Barthélémy de Laffemas, 26902 VALENCE Cedex 9, FRANCE